

TESIS CARRERA DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA

**CONTROL VECTORIAL DE MOTORES SÍNCRONOS
ORIENTADO A POSICIONAMIENTO**

Roberto Alfredo Chaparro
Maestrando

Ing. Félix Maciel
Director

Mgtr. Juan Tarrío
Co-director

Miembros del Jurado
Dr. Celso Flury (Instituto Balseiro)
Dr. José Lipovetzky (Instituto Balseiro)
Dr. Félix Rojo Lapalma (INVAP)

Febrero de 2017

CAB, Edificio CAREM - Simulador

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A mis padres, Mirta y Roberto

Índice de contenidos

| | |
|---|----------|
| Índice de contenidos | v |
| Índice de figuras | vii |
| Índice de tablas | xi |
| Resumen | xiii |
| Abstract | xv |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Motivación | 1 |
| 1.2. Objetivos | 1 |
| 1.3. Exordio | 2 |
| 2. Aspectos generales de la teoría | 5 |
| 2.1. Modelado de un motor síncrono | 5 |
| 2.1.1. Suposiciones para el modelado | 5 |
| 2.1.2. Ecuaciones de voltaje para el motor sincrónico | 6 |
| 2.2. Principios físicos detrás del Control Vectorial | 14 |
| 2.3. Cambio de coordenadas Clarke-Park | 16 |
| 2.4. Ecuaciones del motor síncrono en $d-q-\theta$ | 18 |
| 2.5. Estrategias de control | 20 |
| 2.5.1. Control Sinusoidal | 20 |
| 2.5.2. Control Vectorial | 22 |
| 2.5.3. Control Trapezoidal | 22 |
| 2.6. Generación de PWMs | 24 |
| 2.7. Simulaciones en MatLab/SimuLink | 26 |
| 2.7.1. Sincro empleado como motor | 27 |
| 2.7.2. Motores de imán permanente | 29 |

| | |
|--|-----------|
| 3. Implementación | 39 |
| 3.1. Equipamiento implementado | 39 |
| 3.1.1. Fuentes | 39 |
| 3.1.2. Microcontrolador | 40 |
| 3.1.3. Inverter | 42 |
| 3.1.4. Encoder | 45 |
| 3.1.5. Computadora de escritorio | 46 |
| 3.2. Software implementado | 46 |
| 3.2.1. Configuración del Oscilador | 47 |
| 3.2.2. Configuración comunicación serie | 48 |
| 3.2.3. Lectura de Encoder | 49 |
| 3.2.4. Implementación de Transformada Clarke-Park | 50 |
| 3.2.5. Producción de PWMs | 51 |
| 3.2.6. Esquema general de las rutinas implementadas en C | 52 |
| 3.3. Identificación y ajuste de parámetros | 54 |
| 3.3.1. Compensación del corrimiento de encoder | 54 |
| 3.3.2. Velocidad de rotación estacionaria | 54 |
| 3.3.3. Ajuste de impedancia de entrada y flujo de acoplamiento magnético | 56 |
| 3.3.4. Caracterización de la fricción | 57 |
| 3.3.5. Aproximación a un modelo de primer orden | 59 |
| 4. Control de posición | 63 |
| 4.1. Perturbación de torque | 63 |
| 4.2. Control de velocidad | 68 |
| 4.3. Control de posición | 71 |
| 4.3.1. Seguimiento de rampa | 71 |
| 4.3.2. Uso de Integrador en el lazo de velocidad | 79 |
| 4.3.3. Uso de Integrador en el lazo de posición | 80 |
| 4.3.4. Compensación usando vector de apoyo | 83 |
| 4.3.5. Comparación de técnicas | 87 |
| 5. Conclusión | 91 |
| 6. Apéndice | 93 |
| Bibliografía | 95 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 1.1. Esquema básico para un motor de CD con escobillas. | 2 |
| 1.2. Esquema típico de control para un motor de CD con escobillas. | 3 |
| 1.3. Bobinado dLRK para 12 bobinas y 14 imanes. | 3 |
| 2.1. Esquema del motor sincrónico a modelar. | 6 |
| 2.2. Modelo para un motor síncrono. Un imán conforma al rotor. El estator está formado por 3 bobinas fijas. | 15 |
| 2.3. Relación entre campos. El dipolo \vec{m} corresponde al imán. El campo \vec{B}_{ext} es generado por las bobinas en el estator. | 15 |
| 2.4. Paso de coordenadas entre sistemas equivalentes ABC a $\alpha\beta 0$ | 17 |
| 2.5. Paso de coordenadas entre sistemas $\alpha\beta 0$ a $dq0$ | 18 |
| 2.6. Esquema de control sinusoidal. | 20 |
| 2.7. Problemas del control sinusoidal en altas velocidades de rotación. | 21 |
| 2.8. Esquema de control vectorial. | 22 |
| 2.9. Esquema de control trapezoidal. | 23 |
| 2.10. vectores de corriente implementados en el control trapezoidal. | 23 |
| 2.11. Diagrama para SVM. Se muestran los seis posibles vectores para conmutar. | 24 |
| 2.12. Estados que adquiere el Inverter. 1 llave superior activa, 0 llave inferior activa. | 25 |
| 2.13. Diagrama de SimuLink implementado para Control Vectorial. | 26 |
| 2.14. Sincro pensado como motor. Símil Ametek 26V11CT4c, MIL-S-20708 | 27 |
| 2.15. Simulación para el lazo de velocidad. Referencia: $100 \frac{rad}{s}$ | 28 |
| 2.16. Corrientes i_d , i_q e i_0 durante el trabajo del lazo de velocidad para la gráfica 2.15. | 29 |
| 2.17. Control vectorial aplicado a posición. Referencia: recorrer $30mm$ | 30 |
| 2.18. Motor de imán permanente TG Drives TGT2-0040-45-320. | 31 |
| 2.19. Simulación para el lazo de velocidad. Referencia: $210 \frac{rad}{s}$ | 32 |
| 2.20. Control vectorial aplicado a posición. Referencia: recorrer $10mm$ | 34 |
| 2.21. Motor de imán permanente DualSky XM5015TE-5. | 35 |
| 2.22. Control vectorial aplicado a posición. Referencia: dar 1 vuelta. | 37 |

| | |
|---|----|
| 3.1. Organización de los equipos implementados. | 40 |
| 3.2. Esquema de conexión para el microcontrolador. | 41 |
| 3.3. Circuito de alimentación para la placa del dsPIC33F. | 42 |
| 3.4. Placa para el microcontrolador. | 42 |
| 3.5. Esquema circuital para una rama cualquiera del inverter. | 43 |
| 3.6. Esquema circuital para <i>Bootstrap</i> | 44 |
| 3.7. Encoder utilizado en las pruebas. | 45 |
| 3.8. Señales principales entregadas por el encoder. | 46 |
| 3.9. Evolución de la velocidad con cambios en el corrimiento del encoder. | 55 |
| 3.10. Corrimiento en la lectura de la velocidad angular como función de EncShift. | 56 |
| 3.11. ω_{Rot} vs. t . Comparación de curvas medida y calculada. | 57 |
| 3.12. Gráfico típico de T_e vs. ω_{Rotor} | 58 |
| 3.13. Gráfico de i_q vs. ω_{Rotor} | 59 |
| 3.14. Gráfico para ω_{Rotor} vs. V_q | 60 |
| 3.15. Gráfico para ω_{Rotor} vs. t | 60 |
| 4.1. Curva típica de velocidad. En este caso para $V_q = 400mV$ | 64 |
| 4.2. Curva para comparación de aceleraciones, $\Delta\left(\frac{d\omega_R}{dt}\right)$. En este caso para $V_q = 400mV$ | 65 |
| 4.3. Curva con los valores suplementarios Δi_q en función de la posición sobre la circunferencia del motor. En este caso para $V_q = 400mV$ | 66 |
| 4.4. Verificación de los valores calculados para ΔV_q | 67 |
| 4.5. Aplicación de suplemento para V_q | 68 |
| 4.6. Barrido de ganancias para el lazo de velocidad. | 69 |
| 4.7. Lazo de velocidad con ganancia $K_{P\omega_R} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$ | 69 |
| 4.8. Lazo de velocidad con ganancia $K_{P\omega_R} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$ y compensación para V_q | 70 |
| 4.9. Lazo para posicionamiento con ganancia $K_{P_{pos}} = 100 \frac{rad}{s \cdot rad}$ | 71 |
| 4.10. Seguimiento de rampa. Sin compensación para V_q | 72 |
| 4.11. Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.10. | 72 |
| 4.12. Identificación de zonas inestables para posicionar el rotor. | 73 |
| 4.13. Seguimiento de rampa. Con compensación para V_q | 74 |
| 4.14. Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0,48A$ | 74 |
| 4.15. Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.14. | 75 |
| 4.16. Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0,48A$ y compensación para V_q | 75 |
| 4.17. Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.16. | 76 |
| 4.18. Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0,24A$ y compensación para V_q | 77 |
| 4.19. Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.18. | 77 |
| 4.20. Uso de integrador $K_{I\omega_R} = 10mV$. <i>Anti-wind up</i> regulado por $i_q^{SAT} = 5A$ | 79 |

| | |
|---|----|
| 4.21. Seguimiento de escalón usando $K_{I_{w_R}} = 10mV$. <i>Anti-wind up</i> regulado por $i_q^{SAT} = 3A$ | 80 |
| 4.22. Seguimiento de rampa con integrador de velocidad. $i_q^{SAT} = 3A$ | 81 |
| 4.23. Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I_{pos}} = 10\frac{1}{s^2}$ | 81 |
| 4.24. Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I_{pos}} = 50\frac{1}{s^2}$. Con aporte de $i_q^{min} = 0,24A$ | 82 |
| 4.25. Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I_{pos}} = 50\frac{1}{s^2}$. Con aporte de $i_q^{min} = 0,48A$ | 82 |
| 4.26. Control de posición con vector de apoyo, con módulo de $400mV$, y corriente $i_q^{min} = 0,24A$ | 84 |
| 4.27. Detalle para la rampa de la figura 4.26. | 84 |
| 4.28. Control de posición con vector de apoyo, módulo de $400mV$, $i_q^{min} = 0,24A$ y aporte a V_q | 85 |
| 4.29. Control de posición con vector de apoyo, módulo de $800mV$, $i_q^{min} = 0,24A$ | 86 |
| 4.30. Detalle de la rampa positiva en la figura 4.29. | 86 |
| 4.31. Detalle de la rampa negativa en la figura 4.29. | 87 |
| 4.32. Control proporcional de posición. Sin vector de apoyo. Con $i_q^{min} = 0,24A$ | 88 |
| 4.33. Control proporcional de posición. Con vector de apoyo, módulo de $400mV$ e $i_q^{min} = 0,24A$ | 88 |
| 4.34. Control de posición con vector de apoyo, módulo de $400mV$, $i_q^{min} = 0,24A$ y $K_{I_{pos}} = 3\frac{1}{s}$ | 89 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 2.1. Propiedades implementadas en simulación para el Sincro. | 27 |
| 2.2. Constantes usadas con los PIs para controlar el Sincro. | 29 |
| 2.3. Propiedades implementadas en simulación para el motor TGT2. | 31 |
| 2.4. Propiedades reportadas para el motor. | 35 |
| 2.5. Propiedades usadas en simulación para el motor XM5015TE-5. | 35 |
| 3.1. Propiedades del encoder óptico incremental. | 45 |
| 3.2. Tablas para identificar el sentido de giro. | 50 |
| 3.3. Variables relevadas para ajuste de parámetros. | 57 |
| 4.1. Tabla con resultados para el seguimiento a rampa de pendiente $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. . | 78 |
| 4.2. Tabla con resultados para el seguimiento a rampa de pendiente $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. . | 85 |

Resumen

Este trabajo describe la experiencia ganada al implementar la técnica control vectorial para el posicionamiento de un motor síncrono. Para ello se desarrolló en primera instancia la selección de un marco teórico para estudiar este tipo de máquinas. Esto permitió el desarrollo de ecuaciones generales que se pudieron especializar para los distintos tipos de máquinas encontradas en la industria. Lo próximo fue buscar información para la técnica de Control Vectorial. Esto dio lugar a tratar con una parte de la teoría para máquinas eléctricas. El concepto clave fue la transformada de Clarke-Park que permitió pasar variables entre el marco de referencia del estator y el rotor. Usar esta herramienta tuvo como consecuencia la simplificación del modelo elegido y facilitar el trabajo del controlador. Para cerrar esta primera parte se integraron los conceptos haciendo simulaciones para motores síncronos de campo inducido y de imanes permanentes.

La segunda parte del proyecto involucró hacer la práctica con lo aprendido. Hubo que implementar distintos equipos y desarrollar software para armar un banco de pruebas con un motor de imanes permanentes. Este último resultó ser un motor de aeromodelismo. Por las características de su construcción resulta que no es un aparato pensado para usarse en control de posición. Sin embargo se investigó la posibilidad de sortear los desafíos que este presentó. Para ese fin se aplicó lo estudiado previamente para Control de Campo Orientado. La información encontrada para el motor fue escasa. Esto dio lugar a un proceso para la identificación de parámetros que culminó con una aproximación de la máquina aun modelo de primer orden.

El trabajo continuó con los ensayos para distintos tipos de controladores. Desde el inicio de las pruebas pudo observarse la presencia de perturbaciones en las respuestas. Estas se manifestaban como ciertas posiciones inestables para el rotor. Las distintas configuraciones ensayadas para los lazos convencionales no lograron contrarrestar el fenómeno. Esto llevó a idear una estrategia a partir de lo estudiado anteriormente para el uso de un vector auxiliar. Por último se probó la técnica propuesta y se demostró que el motor puede ser usado en posicionamiento.

Palabras clave: CONTROL VECTORIAL, POSICIONAMIENTO, MOTOR SÍNCRONO

Abstract

This work describes the experience gained using the technique known as Field Oriented Control to drive a Synchronous Motor. For the first stage of the work, there was the selection of a theoretical frame in order to study this kind of machines. This allows for the development of equations that were specialized for the different kinds of motors found in the industry. Next step was to look for information on Vector Control. To do this, there was the need to deal with part of the theory that exists for Electrical Machines. The Clarke-Park transform was the main concept acquired during this time. It made easy the exchange of variables between the reference frames associated with the stator and rotor. This tool also simplified the motor equations and the work of the controller. All this concepts were integrated in simulation of synchronous motors of induced field and permanent magnet types.

The second stage of the project get involved with the application of what was learned previously. In order to build a test bench, it was necessary to implement different types of hardware and software. The permanent magnet motor used in the tests is of common trade in the aeromodelling market. It was not thought to be used in positioning control due to the characteristics of its construction. However, this motor offered the opportunity to implement the concepts of Field Oriented Control while trying to overcome the challenges of applying a reference tracking algorithm. Little was known about the electrical and mechanical machine characteristics. This fact gave rise to a process of parameter identification. Ultimately, this lead to a first order model for the motor.

The work continued with the testing for different types of controllers. From the beginning, in the speed tests, it was observed that there was some kind of perturbation acting on the system. This appeared later during the reference tracking tests as unstable positions for the rotor. Several configurations for the conventional type of controllers were used to try to mitigate the phenomena, though without success. This forced the development of a strategy based on the usage of an auxiliary vector. Finally, the proposed technique was used and it's been shown to work. The motor could be used in positioning.

Keywords: FIELD ORIENTED CONTROL, POSITIONING, SYNCHRONOUS MOTOR

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

La técnica de controlar máquinas eléctricas es un campo que avanza de manera constante. La demanda por un manejo más eficiente de recursos y por bajar costos de mantenimiento, dio lugar al método conocido como Control de Campo Orientado, o Control Vectorial.

Este trabajo buscó comprender el estado del arte de esta técnica. Se planteó desarrollar este esquema de control en la práctica con su aplicación en el posicionamiento de motores síncronos.

1.2. Objetivos

Los objetivos de este trabajo se alinean con el estudio y ensayo de técnicas de Control Vectorial para motores eléctricos. El trabajo consistió en:

- ▶ Elegir un modelo general para el motor síncrono.
- ▶ Simular en MatLab el esquema de Control Vectorial.
- ▶ Integrar los elementos de hardware y software necesarios para llevar a la práctica el uso de las ventajas que ofrece la técnica de Control de Campo Orientado.

1.3. Exordio

La primera pregunta que surge al querer controlar una máquina eléctrica es: ¿cuál es la arquitectura más simple para implementar un lazo de control? La mayoría de los sistemas que usan servomotores trabajan con un lazo interno para regular el torque producido. Este a su vez, suele estar incluido dentro del lazo de velocidad. El control más externo es el correspondiente a la posición. La configuración de los dos lazos exteriores es independiente del tipo de motor. Sin embargo el control de torque es específico del motor que se trate. Los motores de corriente continua *con escobillas* son los más fáciles de controlar. Esto es porque el motor se conmuta a sí mismo, sin necesidad de elementos externos adicionales. En estos motores el torque es proporcional a la corriente que circula entre las dos terminales del motor, en forma independiente de la velocidad del rotor [1]. La figura 1.1¹ muestra un diagrama simple para el funcionamiento de estos motores. Se puede observar la fuerza de Lorentz que es la responsables del par producido sobre la espira.

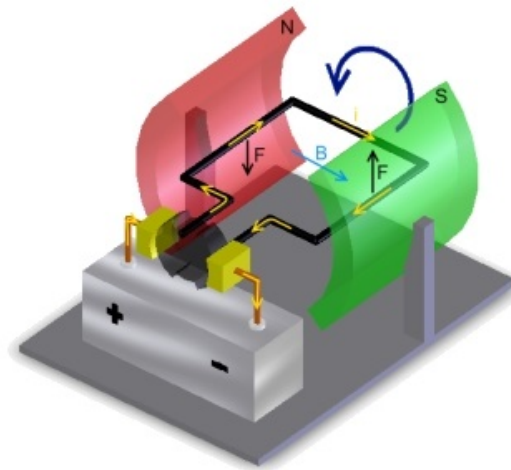


Figura 1.1: Esquema básico para un motor de CD con escobillas.

¹La imagen original fue sacada del sitio <http://humanoids.dem.ist.utl.pt/Images/servo/dcmotor.jpg>. Imagen modificada.

Por lo tanto, en este tipo de máquinas el control de torque se hace por medio de controladores *proporcionales* e *integrales* (PI). Un circuito con realimentación regula el voltaje entre los terminales del motor buscando minimizar el error entre la corriente requerida y la medida. La figura 1.2 muestra un esquema típico para controlar un motor de corriente directa.

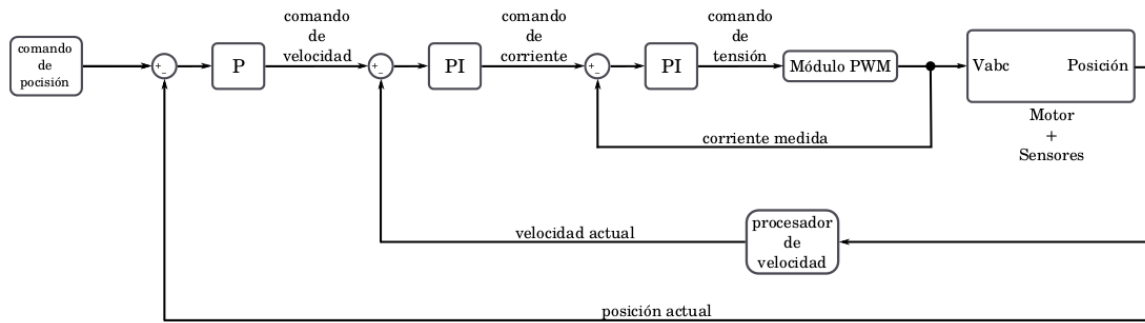


Figura 1.2: Esquema típico de control para un motor de CD con escobillas.

El desarrollo de motores sin escobillas trajo como ventajas una construcción más sencilla y, como consecuencia, el bajo mantenimiento. Esa simplicidad en su diseño hace que los motores *brushless* no sean autoconmutables. La pérdida de esta característica respecto a los motores de CC hace que el paradigma de la figura 1.2 no pueda ser aplicado. Al menos, no en su estado actual. Los motores sin escobillas estudiados para este trabajo tienen 3 terminales, en lugar de dos como los de CD presentados. Para generar torque de manera efectiva, las tensiones y corrientes que se aplican a los bobinados del *brushless* deben ser controlados como función de la posición del rotor. Por lo tanto, para controlar este tipo de motores se requiere de una electrónica y lazos de mayor complejidad.

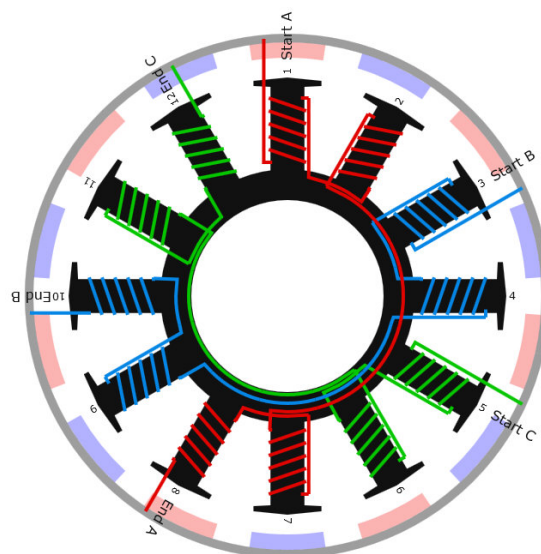


Figura 1.3: Bobinado dLRK para 12 bobinas y 14 imanes.

La teoría presentada en el capítulo 2 fue desarrollada teniendo en cuenta motores de bobinados distribuidos. El motor adquirido para el desarrollo de las pruebas corresponde a otra categoría conocida como motores de bobinados concentrados. Esta distinción se basa en la forma de construcción. El bobinado de este motor en particular se conoce como Doble Delta LRK². Como lo indica el nombre, en lugar de poseer los arrollados en conexión estrella, estos se encuentran en configuración triángulo. La figura 1.3 muestra un esquema típico de este tipo de bobinados. La consecuencia directa de esta construcción, es que la fuerza magnetomotriz en el *gap* de aire no tiene una distribución sinusoidal perfecta. La bibliografía consultada [2] muestra que para la relación $\frac{\# \text{de imanes}}{\# \text{de bobinas}} = \frac{28}{24}$ de este motor, las ecuaciones desarrolladas en el capítulo 2 siguen siendo válidas. Es un motor que se usa principalmente en aeromodelismo. Está pensado para ser controlado en velocidad, no fue ideado para ser implementado en un lazo de posición. Este trabajo investigó la posibilidad de usarlo en posicionamiento.

²LRK es un acrónimo que tiene su origen en el nombre de las personas que popularizaron el uso de este tipo de motores: Lucas, Retzbach y Küfuss.

Capítulo 2

Aspectos generales de la teoría

La teoría que introduce al Control Vectorial es extensa. Las siguientes secciones presentan los temas necesarios para dar un marco acerca de los conceptos básicos. Se puede consultar la bibliografía del trabajo para adquirir una comprensión más detallada de los conceptos.

2.1. Modelado de un motor síncrono

2.1.1. Suposiciones para el modelado

Para llevar a cabo el desarrollo de un modelo general de ecuaciones de la máquina sincrónica fue necesario consultar bibliografía especializada [1, 3–5]. Se siguieron los lineamientos encontrados en los textos y los resultados se presentan a continuación.

Se tomaron como corrientes positivas en el estator a aquellas entrantes en los terminales. Esto fue así para que las ecuaciones se correspondan con la de un motor. En el caso contrario, se estaría modelando un generador. También se supuso que las fases que alimentaban al estator se encontraban *balanceadas*. Esto significa que los valores de pico para las corrientes y los voltajes fueron iguales en las 3 fases. Trabajar con tensiones balanceadas también implicó que en todo momento la diferencia de fase entre cada par de terminales corresponde a 120° eléctricos.

Se supuso que los bobinados del estator cuentan con el número de cables conductores distribuidos en forma sinusoidal. Esto fue para poder modelar una variación cuasi-sinusoidal en la forma funcional de la *fuerza magnetomotriz*. Además se emplearon los valores de resistencias e inductancias como independientes de la temperatura. En igual forma no se consideraron los cambios de estos parámetros con la frecuencia de excitación para el desarrollo de las ecuaciones. Se dejaron de lado los efectos de histéresis y saturación magnética. Como más adelante se aplicó un lazo de control, estos fenómenos aparecieron combinados como una perturbación que el controlador debió contrarrestar.

Así mismo se consideró que todas las bobinas presentes en el sistema son de *paso completo*. Esto último implica que los enrollamientos se encuentran abiertos 180° eléctricos. Lo que coincide con el paso que existe entre 2 polos adyacentes. Hay máquinas en las cuales el paso del bobinado es menor a π radianes. Estos se conocen como de *paso fraccional*. El motivo para tal configuración está en que se busca reducir el efecto de los armónicos para las tensiones y corrientes presentes en los bobinados¹.

La figura 2.1 muestra la configuración de los bobinados que se utilizaron en el desarrollo de las ecuaciones para el motor sincrónico en la siguiente sección. Para la obtención de las ecuaciones se consideró un motor con 2 polos en el rotor. Esto hace que los ejes d y q coincidan con la geometría del rotor como se ve en la figura 2.1.

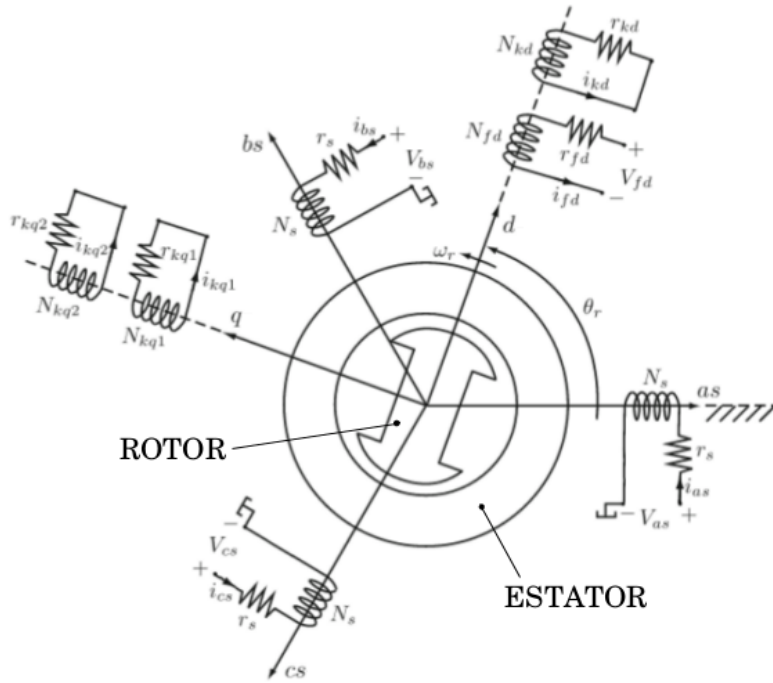


Figura 2.1: Esquema del motor sincrónico a modelar.

2.1.2. Ecuaciones de voltaje para el motor sincrónico

Marco de referencia natural

En principio se desarrollaron las ecuaciones correspondientes al motor síncrono general. Para esto se consideró al rotor conformado también por bobinas. Sin embargo, más adelante en las etapas de simulación para motores que se encuentran en el mercado se explicará cómo, y qué términos, se alteran en las ecuaciones que se estudiarán ahora.

El rotor posee un bobinado para la generación de un campo magnético, producto de una corriente constante. También se usan arrollamientos cortocircuitados en el rotor,

¹Esto parece tener mayor relevancia en el caso de que la máquina síncrona sea utilizada como un generador. Entonces se estaría hablando de los voltajes y corrientes generadas.

conocidos como *bobinados de amortiguamiento*. La utilidad de estos bobinados es la de mantener el sincronismo entre los campos del rotor y del estator ante posibles perturbaciones que puedan existir sobre la máquina. De ahí su importancia para modelar los transitorios de este sistema. La bibliografía [1] recomienda que se empleen 2 bobinados de amortiguamiento sobre el *eje de cuadratura*, eje q , y uno sobre el *eje directo*, eje d , a fin de obtener mejores resultados en las simulaciones numéricas. El bobinado generador del campo del rotor, subíndice fd , cuenta con N_{fd} vueltas de conductor y una resistencia equivalente de r_{fd} . Este determina al *eje directo* del rotor en el modelo desarrollado. Como se sugirió, uno de los bobinados de amortiguamiento tiene el mismo eje magnético que el arrollamiento de campo del rotor. Este bobinado, subíndice kd , tiene N_{kd} vueltas equivalentes y una resistencia intrínseca r_{kd} . Las otras dos bobinas de amortiguamiento, subíndices $kq1$ y $kq2$, tienen sus ejes magnéticos adelantados 90° eléctricos respecto al arreglo fd y por tanto coinciden con el eje de cuadratura. Los bobinados $kq1$ y $kq2$ tienen N_{kq1} y N_{kq2} cantidades de vueltas equivalentes y sus respectivas resistencias son r_{kq1} y r_{kq2} .

El estator consta de tres bobinas iguales, cada una con sus N_s vueltas y resistencia r_s , conectadas en configuración de estrella. Los ejes magnéticos de excitación en el estator se denotan con los subíndices as , bs y cs .

De la teoría de circuitos se sabe que la caída de tensión en una inductancia que está sometida a una fuente de potencial variable viene dada por la ecuación 2.1. Donde V es una fuente de tensión variable en el tiempo, r es la resistencia eléctrica impuesta por el conductor que forma a la bobina y λ es el flujo de acoplamiento magnético que atraviesa a la bobina. Esta relación entre las características de la bobina y la alimentación se aplican ahora a cada uno de los bobinados que aparecen en el modelo de la figura 2.1.

$$V = ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

Las ecuaciones que resultan de tal ejercicio se presentan en las expresiones 2.2, donde cada bobinado es identificado con los subíndices correspondientes con los del esquema

para el motor sincrónico mencionado, ver figura 2.1.

$$V_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.2a)$$

$$V_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.2b)$$

$$V_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.2c)$$

$$V_{fd} = r_{fd} i_{fd} + \frac{d\lambda_{fd}}{dt} \quad (2.2d)$$

$$V_{kd} = r_{kd} i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt} \quad (2.2e)$$

$$V_{kq1} = r_{kq1} i_{kq1} + \frac{d\lambda_{kq1}}{dt} \quad (2.2f)$$

$$V_{kq2} = r_{kq2} i_{kq2} + \frac{d\lambda_{kq2}}{dt} \quad (2.2g)$$

Como ya se dijo, al menos inicialmente, se va a trabajar bajo el supuesto de ausencia de histéresis y de saturación magnética. Esto resulta en la posibilidad de escribir a los flujos de acoplamiento magnético λ de cada bobinado unicamente como una combinación lineal de todas las corrientes intervinientes en el sistema de conductores presentes. Los coeficientes de esas ecuaciones reciben el nombre de inductancias. La expresión 2.3 muestra en forma de productos matriciales las relaciones descritas.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq1} \\ \lambda_{kq2} \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq1} \\ i_{kq2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La matriz L se escribe con más detalle en 2.4. La relación angular que existe entre las inductancias y la posición del rotor se desarrolla a continuación. Esta dependencia funcional con θ_R viene dada por la anisotropía espacial del campo magnético. Eso es debido a la saliencia del rotor y a que además este se encuentra girando. Las inductancias entre los bobinados que se encuentran fijos respecto del rotor son constantes.

$$L = \begin{bmatrix} L_{asas}(\theta_R) & L_{asbs}(\theta_R) & L_{ascs}(\theta_R) & L_{asfd}(\theta_R) & L_{askd}(\theta_R) & L_{askq1}(\theta_R) & L_{askq2}(\theta_R) \\ L_{bsas}(\theta_R) & L_{bsbs}(\theta_R) & L_{bscs}(\theta_R) & L_{bsfd}(\theta_R) & L_{bskd}(\theta_R) & L_{bskq1}(\theta_R) & L_{bskq2}(\theta_R) \\ L_{csas}(\theta_R) & L_{csbs}(\theta_R) & L_{cscs}(\theta_R) & L_{csfd}(\theta_R) & L_{cskd}(\theta_R) & L_{cskq1}(\theta_R) & L_{cskq2}(\theta_R) \\ L_{fdas}(\theta_R) & L_{fdbs}(\theta_R) & L_{fdcsc}(\theta_R) & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fdkd} & 0 & 0 \\ L_{kdas}(\theta_R) & L_{kdbb}(\theta_R) & L_{kdcs}(\theta_R) & L_{kdff} & L_{lkd} + L_{mkd} & 0 & 0 \\ L_{kq1as}(\theta_R) & L_{kq1bs}(\theta_R) & L_{kq1cs}(\theta_R) & 0 & 0 & L_{lkq1} + L_{mkq1} & L_{kq1kq2} \\ L_{kq2as}(\theta_R) & L_{kq2bs}(\theta_R) & L_{kq2cs}(\theta_R) & 0 & 0 & L_{kq2kq1} & L_{lkq2} + L_{mkq2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Se puede apreciar la complejidad de las ecuaciones y ver que la mayoría de las inductancias que aparecen dependen de la posición del rotor θ_R . Esto implica también una dependencia con el tiempo. Para sortear este problema, se plantea el cambio del sistema de coordenadas naturales por otro asociado al rotor. Esto se estudiará en la sección 2.4.

Cálculo de inductancias en el marco de referencia natural

Es necesario estudiar el concepto de fuerza magnetomotriz (FMM), y cómo esta se aproxima a una distribución sinusoidal, para iniciar el cálculo de las inductancias. La referencia [1] hace un desarrollo acotado del tema. Ahí se deja en claro la necesidad de que los bobinados tengan una distribución sinusoidal para asegurar la naturaleza ya mencionada de la FMM. Un desarrollo más extenso del tema, desde el punto de vista del diseño de máquinas eléctricas, puede encontrarse en [3]. El cálculo de las inductancias involucradas en las expresiones presentadas hasta el momento también es extenso. Por lo que sólo se indicará la forma de proceder para el caso general. La bibliografía citada muestra el resultado final de estos cálculos.

En los sistemas magnéticos lineales las inductancias se presentan en dos formas: autoinductancias e inductancias mutuas. La autoinductancia se define como el cociente entre el flujo magnético que atraviesa a una bobina y la corriente que circula por dicha bobina con todas las otras corrientes del sistema iguales a cero. La inductancia mutua es el cociente entre el flujo magnético que atraviesa a una bobina y la corriente que circula por una segunda bobina, manteniendo todas las demás corrientes del sistema iguales a cero incluida la del enrollamiento para la cual se está efectuando el cálculo.

A la autoinductancia se la entiende como la suma de una *inductancia de pérdida*, L_l , y otra *inductancia de magnetización*, L_m . A esta última se la puede obtener por métodos analíticos y es parte de lo que se verá en lo que sigue. A L_l no se la puede calcular en forma cerrada pero en la práctica se usan estimaciones. Por ejemplo para los bobinados estáticos, se acepta que pueden llegar a representar el 10 % del valor total de la autoinductancia. Estas estimaciones son validadas por estudios como el de Elementos Finitos [1].

El proceso de cálculo para las inductancias hace uso de expresiones que describen la

forma de la fuerza magnetomotriz debida a los bobinados. Generalmente, en el análisis de máquinas eléctricas, es suficiente con tomar ecuaciones que aproximan a la FMM como se muestran en 2.5².

$$FMM_{as} = \frac{N_s}{2} i_{as} \cos \phi_S \quad (2.5a)$$

$$FMM_{bs} = \frac{N_s}{2} i_{bs} \cos \left(\phi_S - \frac{2}{3}\pi \right) \quad (2.5b)$$

$$FMM_{cs} = \frac{N_s}{2} i_{cs} \cos \left(\phi_S + \frac{2}{3}\pi \right) \quad (2.5c)$$

En estas ecuaciones, y en lo que sigue, ϕ_S , tomado desde el eje magnético as en sentido antihorario, representa el desplazamiento angular sobre la circunferencia del estator y ϕ_R a lo largo de la circunferencia del rotor. Siendo θ_R el desplazamiento angular del rotor se puede plantear la ecuación 2.6 que vincula a las variables angulares. Se va a considerar que el huelgo entre la superficie del rotor y la cara interna del estator está descrito por una función periódica $g(\phi_R) = g(\phi_S - \theta_R)$.

$$\phi_S = \phi_R + \theta_R \quad (2.6)$$

Los campos magnéticos generados por las bobinas existen principalmente en el huelgo entre rotor y estator debido a la permeabilidad elevada del acero que los compone. Estos campos pueden simplificarse como de naturaleza radial debido a la corta distancia del huelgo en comparación con el diámetro interior del estator. Por lo tanto puede argumentarse que en el *gap* de aire los campos de intensidad magnética \vec{H} y de densidad de flujo magnético \vec{B} tienen solo una componente radial. Estas características de la geometría, junto con el hecho de que se considera un caso de magnetismo lineal, hacen que el campo \vec{B}_R adquiera la forma mostrada en la ecuación 2.7. Donde se uso la *Ley de Ampere* para poder extraer las dependencias de \vec{B}_R . Cada FMM descrita por las expresiones 2.5 puede ser usada en 2.7 para calcular el \vec{B} generado por la circulación de la corriente correspondiente.

$$B_R(\phi_S, \theta_R) = \mu_0 \frac{FMM(\phi_S)}{g(\phi_S - \theta_R)} \quad (2.7)$$

Conociendo el valor del campo $\vec{B}(\phi_S, \theta_R)$ generado por alguna de las corrientes, se está en condiciones de calcular el flujo de campo magnético que existe sobre una espira cualquiera. Esta espira puede ser la misma por la cual circula la corriente que le da origen al campo, o ser otra espira. Si suponemos que trabajamos con bobinados

²Estas expresiones hacen uso de la suposición de que las tensiones y las corrientes aplicadas se encuentran balanceadas. De no ser ese el caso, el desbalance dará lugar a una forma funcional más compleja para la FMM. Un ejemplo de cálculo para esta situación puede leerse en la página 47 de [1].

de paso completo, entonces el cálculo del flujo magnético para una espira se lleva a cabo por medio de la integral 2.8. En esta ecuación Φ es el flujo que atraviesa a una espira orientada a ϕ_S radianes respecto del eje as , l es la dimensión axial del huelgo rotor-estator, r es el radio medio del *gap* de aire que puede aproximarse al interno del estator debido a lo relativo de las dimensiones citadas y ζ es solamente una variable de integración.

$$\Phi(\phi_S, \theta_R) = \int_{\phi_S}^{\phi_S+\pi} B_R(\zeta, \theta_R) r l d\zeta \quad (2.8)$$

El flujo ligado por cada espira debe ser sumado a fin de obtener el flujo de acoplamiento magnético para todo un bobinado. Ya se dijo que los bobinados se suponen conformados siguiendo una distribución sinusoidal para la concentración de los conductores. Por ejemplo, la distribución para el bobinado as tiene la forma presentada en 2.9 y expresiones similares existen para el resto de los bobinados del sistema.

$$N_{as}(\phi_S) = \frac{N_S}{2} \sin \phi_S \quad (2.9)$$

Entonces se puede calcular³ el flujo de acoplamiento magnético como una integral sobre todos los conductores que llevan corriente en un mismo sentido. Como ejemplo, en la ecuación 2.10, se presenta la integral a efectuar para el cálculo del flujo de acoplamiento magnético sobre el bobinado as , debido solo a la circulación de corriente en dicho enrollamiento. La ecuación puede desarrollarse para dejar en evidencia el cálculo de la inductancia de magnetización correspondiente, ecuación 2.11.

$$\lambda_{asas} = L_{ls} i_{as} + \int_0^\pi N_{as}(\phi_S) \int_{\phi_S}^{\phi_S+\pi} B_R(\zeta, \theta_R) r l d\zeta d\phi_S \quad (2.10)$$

$$\lambda_{asas} = \left(L_{ls} + \int_0^\pi N_{as}(\phi_S) \int_{\phi_S}^{\phi_S+\pi} \mu_0 \frac{N_S}{2} \frac{\cos(\zeta)}{g(\zeta - \theta_R)} r l d\zeta d\phi_S \right) i_{as} \quad (2.11)$$

El paréntesis de la expresión 2.11 es lo que se dio a conocer como autoinductancia, o inductancia propia. Puede verse la presencia de la *inductancia de pérdida* y que L_{ms} queda definida por la integral doble. El resto de las inductancias del sistema pueden ser calculas siguiendo el mismo procedimiento. Se observa que la dependencia de las inductancias con el ángulo del rotor surge porque la bobina tiene una orientación respecto del campo generado por una corriente, dada en cualquiera de los bobinados del sistema.

Los valores calculados para las inductancias de la matriz 2.4 se presentan a continuación. En estas expresiones L_A y L_B son valores constantes para un dado motor. Dependen de la geometría del Rotor, polos salientes en este caso, y del número de vueltas N_S de las bobinas del Estator. Para un ejemplo particular de cálculo de L_A

³Siempre bajo la suposición de un sistema magnético lineal.

y L_B se pueden consultar [1, 3]. El primer conjunto de ecuaciones 2.12 presenta las inductancias propias y mutuas para los enrollamientos del estator.

$$L_{asas} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_R) \quad (2.12a)$$

$$L_{asbs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R - \frac{\pi}{3})) \quad (2.12b)$$

$$L_{ascs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R + \frac{\pi}{3})) \quad (2.12c)$$

$$L_{asfd} = L_{sfd} \sin\theta_R \quad (2.12d)$$

$$L_{askd} = L_{skd} \sin\theta_R \quad (2.12e)$$

$$L_{askq1} = L_{skq1} \cos\theta_R \quad (2.12f)$$

$$L_{askq2} = L_{skq2} \cos\theta_R \quad (2.12g)$$

$$L_{bsas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R - \frac{\pi}{3})) \quad (2.12h)$$

$$L_{bsbs} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2(\theta_R - \frac{2}{3}\pi)) \quad (2.12i)$$

$$L_{bscs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R + \pi)) \quad (2.12j)$$

$$L_{bsfd} = L_{sfd} \sin(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12k)$$

$$L_{bskd} = L_{skd} \sin(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12l)$$

$$L_{bskq1} = L_{skq1} \cos(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12m)$$

$$L_{bskq2} = L_{skq2} \cos(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12n)$$

$$L_{csas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R + \frac{\pi}{3})) \quad (2.12\tilde{n})$$

$$L_{csbs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2(\theta_R + \pi)) \quad (2.12o)$$

$$L_{cscs} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2(\theta_R + \frac{2}{3}\pi)) \quad (2.12p)$$

$$L_{csfd} = L_{sfd} \sin(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12q)$$

$$L_{cskd} = L_{skd} \sin(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12r)$$

$$L_{cskq1} = L_{skq1} \cos(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12s)$$

$$L_{cskq2} = L_{skq2} \cos(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.12t)$$

En 2.13 se dan las inductancias mutuas entre bobinados de rotor y estator. Notar la simetría entre los valores de estas inductancias con las del estator.

$$L_{fdas} = L_{sfd} \operatorname{sen} \theta_R \quad (2.13a)$$

$$L_{fdbs} = L_{sfd} \operatorname{sen}(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13b)$$

$$L_{fdc s} = L_{sfd} \operatorname{sen}(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13c)$$

$$L_{kdas} = L_{skd} \operatorname{sen} \theta_R \quad (2.13d)$$

$$L_{kdb s} = L_{skd} \operatorname{sen}(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13e)$$

$$L_{kdc s} = L_{skd} \operatorname{sen}(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13f)$$

$$L_{kq1as} = L_{skq1} \cos \theta_R \quad (2.13g)$$

$$L_{kq1bs} = L_{skq1} \cos(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13h)$$

$$L_{kq1cs} = L_{skq1} \cos(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13i)$$

$$L_{kq2as} = L_{skq2} \cos \theta_R \quad (2.13j)$$

$$L_{kq2bs} = L_{skq2} \cos(\theta_R - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13k)$$

$$L_{kq2cs} = L_{skq2} \cos(\theta_R + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.13l)$$

Para las inductancias que vinculan exclusivamente corrientes del Rotor se obtienen las expresiones 2.14.

$$L_{fdfd} = L_{lfd} + L_{mfd} \operatorname{sen} \theta_R \quad (2.14a)$$

$$L_{kd kd} = L_{lkd} + L_{mkd} \operatorname{sen} \theta_R \quad (2.14b)$$

Conviene definir otras 2 constantes para escribir el resto de las ecuaciones que faltan. Las identidades 2.15 presentan a estas nuevas constantes definidas a partir de L_A y L_B .

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L_A - L_B) \quad (2.15a)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (2.15b)$$

Las expresiones que faltan por presentar para dejar caracterizadas a las inductancias del problema se dan en el grupo de ecuaciones 2.16 y estas están escritas en función de

L_{md} y L_{mq} .

$$L_{skq1} = \frac{N_{kq1}}{N_S} \frac{2}{3} L_{mq} \quad (2.16a)$$

$$L_{skq2} = \frac{N_{kq2}}{N_S} \frac{2}{3} L_{mq} \quad (2.16b)$$

$$L_{sfd} = \frac{N_{fd}}{N_S} \frac{2}{3} L_{md} \quad (2.16c)$$

$$L_{skd} = \frac{N_{kd}}{N_S} \frac{2}{3} L_{md} \quad (2.16d)$$

$$L_{mkq1} = \left(\frac{N_{kq1}}{N_S} \right)^2 \frac{2}{3} L_{mq} \quad (2.16e)$$

$$L_{mkq2} = \left(\frac{N_{kq2}}{N_S} \right)^2 \frac{2}{3} L_{mq} \quad (2.16f)$$

$$L_{mfd} = \left(\frac{N_{fd}}{N_S} \right)^2 \frac{2}{3} L_{md} \quad (2.16g)$$

$$L_{mkd} = \left(\frac{N_{kd}}{N_S} \right)^2 \frac{2}{3} L_{md} \quad (2.16h)$$

$$L_{kq1kq2} = \frac{N_{kq2}}{N_{kq1}} L_{mkq1} = \frac{N_{kq1}}{N_{kq2}} L_{mkq2} \quad (2.16i)$$

$$L_{fdkd} = \frac{N_{kd}}{N_{fd}} L_{mfd} = \frac{N_{fd}}{N_{kd}} L_{mkd} \quad (2.16j)$$

Todo el cálculo expuesto hasta ahora fue realizado bajo la suposición de que se estaba trabajando con un motor de 2 polos. Esto se hizo para poder llevar adelante el desarrollo de las ecuaciones basándose en diagramas que no hicieran engorrosa la explicación. Los motores encontrados en la práctica profesional suelen tener un mayor número de polos. En este caso, a partir de la ecuación 2.6, se debe modificar el parámetro θ_R por el ángulo eléctrico θ_E .

2.2. Principios físicos detrás del Control Vectorial

El modelo más sencillo para el motor síncrono consiste en un imán que rota rodeado por 3 bobinas que están fijas en el espacio. Esta configuración es la que se presenta en la figura 2.2.

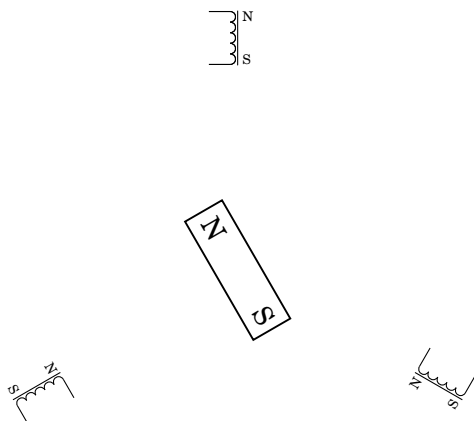


Figura 2.2: Modelo para un motor síncrono. Un imán conforma al rotor. El estator está formado por 3 bobinas fijas.

La corriente que circula por cada bobina produce un campo magnético que se suma con el de las 2 restantes. Entonces el estator puede producir un campo magnético de dirección e intensidad arbitrarias controlando las corrientes de los bobinados. Este campo magnético generado interactúa con el del imán. Por lo que tiende a mover y orientar a este último. Es posible deducir las expresiones de la fuerza y el par sobre el imán, para una dada distribución de corriente en las bobinas. Esto se hace a partir de la fuerza de Lorentz. La figura 2.3 muestra la relación entre el campo generado por las bobinas \vec{B}_{ext} y el dipolo asociado al imán \vec{m} .

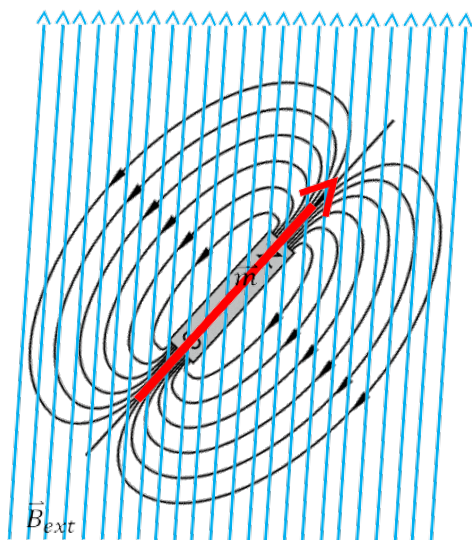


Figura 2.3: Relación entre campos. El dipolo \vec{m} corresponde al imán. El campo \vec{B}_{ext} es generado por las bobinas en el estator.

La fuerza experimentada por un dipolo magnético en un campo externo es la dada por la ecuación 2.17.

$$\vec{F} = (\vec{m} \times \nabla) \times \vec{B}_{ext} \quad (2.17)$$

Para el caso de un dipolo de momento constante, como el imán, la expresión 2.17 puede transformarse en la ecuación 2.18.

$$\vec{F} = \nabla \left(\vec{m} \cdot \vec{B}_{ext} \right) \quad (2.18)$$

Aparte de esta fuerza que intenta desplazarlo, el imán también sufre un par intrínseco que tiende a alinear al dipolo con el campo magnético aplicado alrededor. La descripción de este momento queda representada por la ecuación 2.19.

$$\vec{T} = \vec{m} \times \vec{B}_{ext} \quad (2.19)$$

Entonces observando las ecuaciones, se concluye que existen dos direcciones que determinan la naturaleza del esfuerzo dominante sobre el dipolo. La acción del campo aplicado sobre una dirección pretende trasladar al dipolo. Sobre la otra dirección busca hacerlo rotar. Las direcciones son perpendiculares entre si. Esto permite plantear un marco de referencia nuevo. A estos nuevos ejes coordenados se los asocia al rotor. El trabajo de definir a este sistema se encara en la siguiente sección.

2.3. Cambio de coordenadas Clarke-Park

El campo magnético total puede ser descompuesto según las direcciones estudiadas en la sección anterior. Se le pone el nombre de “eje Directo.^a la orientación que es paralela al dipolo del imán. La perpendicular recibe el nombre de “eje de Cuadratura”. Como se vio la componente de cuadratura es la responsable de generar el torque útil. La proyección sobre el eje directo sólo resulta en la compresión de los rodamientos del motor.

En lo que sigue es conveniente trabajar en términos de corrientes en los bobinados en lugar del campo magnético generado. Para esto, la bibliografía consultada propone el planteo de “vectores espaciales” de corriente y tensión [1, 4]. Esta construcción matemática crea un vector en el espacio para cada bobinado. Este vector tiene la dirección del campo producido por el arrollamiento y la magnitud proporcional a la corriente que circula por el mismo. Esto permite trabajar con un vector de corriente que suplanta al campo magnético total producido. Este vector de corriente es el resultado de la superposición de los individuales en cada bobinado.

El vector de corriente total también puede ser descompuesto en las proyecciones directa y de cuadratura. La primera crea un campo alineado con el del rotor y por lo tanto no produce torque. La de cuadratura es la responsable por el torque electromagnético que entrega el rotor.

Por otra parte, el modelo en el marco de referencia natural para los motores síncro-

nos se presentó en la sección 2.1.2. Este resulta complicado de estudiar por la dependencia que tienen las inductancias con la posición del rotor. En el estudio de máquinas eléctricas es de uso frecuente hacer un cambio de variables. Este se plantea desde el marco de referencia estacionario a otro rotante, como el campo síncrono o el desplazamiento del rotor. En esta forma se obtienen inductancias equivalentes de valor constante. Este resulta ser el equivalente al sistema coordinado identificado antes. Para lograr esto, el cambio de coordenadas se plantea en dos etapas.

La primera de las etapas es la que se corresponde con reducir el sistema de 3 vectores en el plano, al mínimo necesario de 2. Esto es lo que se representa en la figura 2.4. En lo que sigue se usa el vector genérico \vec{f} que puede ser corriente, tensión o incluso flujo magnético. La transformación agrega una tercer componente que puede pensarse como perpendicular al plano del papel. Se la designa comúnmente como dirección 0. Esta última sirve para poder volver luego desde el sistema $\alpha\beta$ de regreso a ABC . El valor instantáneo de la componente cero es el promedio de las fases ABC . A este cambio de coordenadas se lo conoce como transformada de Clarke.

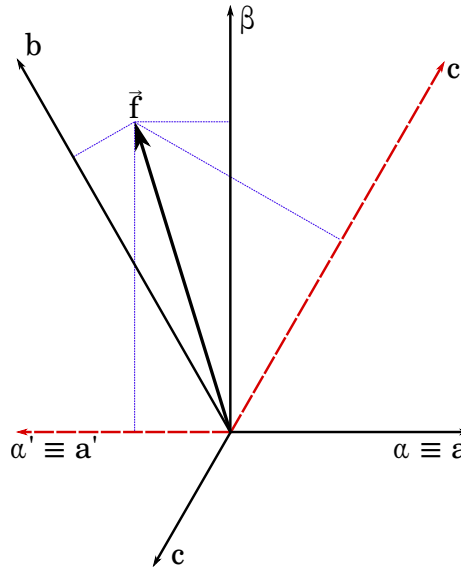


Figura 2.4: Paso de coordenadas entre sistemas equivalentes ABC a $\alpha\beta 0$.

Las ecuaciones que caracterizan a esta operación son las presentadas en la expresión 2.20.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

La segunda etapa es la que permite independizar del tiempo a los coeficientes de las ecuaciones diferenciales 2.2. Para esto lo que se plantea es migrar el marco de referencia de las ecuaciones desde uno fijo al estator, como el $\alpha\beta 0$, a otro solidario al rotor. Este

último se corresponde con el sistema $dq0$. La figura 2.5 muestra la relación entre los sistemas coordenados. Esta conversión se conoce como transformada de Park.

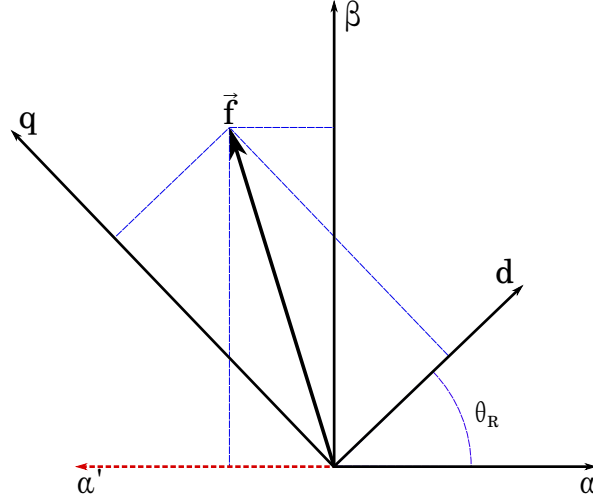


Figura 2.5: Paso de coordenadas entre sistemas $\alpha\beta0$ a $dq0$.

La ecuación matricial que expresa este cambio de sistema es la presentada en 2.21.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_E & \sen \theta_E & 0 \\ -\sen \theta_E & \cos \theta_E & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Ambas transformadas suelen presentarse en una sola. Este resultado se obtiene componiendo las expresiones presentadas. La ecuación 2.22 resume las operaciones mostradas. Recibe el nombre de transformación Clarke-Park.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_E) & \cos(\theta_E - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_E + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sen(\theta_E) & -\sen(\theta_E - \frac{2}{3}\pi) & -\sen(\theta_E + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

La transformación inversa para pasar de la terna $dq0$ a ABC es la que se da en la expresión 2.23.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_E) & -\sen(\theta_E) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_E - \frac{2}{3}\pi) & -\sen(\theta_E - \frac{2}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_E + \frac{2}{3}\pi) & -\sen(\theta_E + \frac{2}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

2.4. Ecuaciones del motor síncrono en $d-q-0$

El próximo paso es aplicar la transformación de coordenadas de Clarke-Park al conjunto de ecuaciones que resulta de combinar las expresiones 2.2, 2.3 y 2.4. Esto resulta en un sistema no lineal, pero de coeficientes independientes del tiempo. El

resultado de estas operaciones se muestra en el juego de ecuaciones eléctricas .

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i^d = & -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{md}} i^d - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i'^{fd} \\ & - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i'^{kd} + \frac{L_{ls} + L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} n_P \omega_R i^q \\ & + \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} n_P \omega_R i'^{kq1} + \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} n_P \omega_R i'^{kq2} + \frac{1}{L_{ls} + L_{md}} V^d \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i^q = & -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{mq}} i^q - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i'^{kq1} \\ & - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i'^{kq2} - \frac{L_{ls} + L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} n_P \omega_R i^d \\ & - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} n_P \omega_R i'^{fd} - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} n_P \omega_R i'^{kd} + \frac{1}{L_{ls} + L_{mq}} V^q \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\frac{d}{dt} i^0 = -\frac{r_s}{L_{ls}} i^0 + \frac{1}{L_{ls}} V^0 \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i'^{fd} = & -\frac{r'_{fd}}{L_{ls} + L_{md}} i'^{fd} - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i^d - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i'^{kd} \\ & + \frac{1}{L_{ls} + L_{md}} V^d \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\frac{d}{dt} i'^{kd} = -\frac{r'_{kd}}{L_{ls} + L_{md}} i'^{kd} - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i^d - \frac{L_{md}}{L_{ls} + L_{md}} \frac{d}{dt} i'^{fd} \quad (2.28)$$

$$\frac{d}{dt} i'^{kq1} = -\frac{r'_{kq1}}{L_{ls} + L_{mq}} i'^{kq1} - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i^q - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i'^{kq2} \quad (2.29)$$

$$\frac{d}{dt} i'^{kq2} = -\frac{r'_{kq2}}{L_{ls} + L_{mq}} i'^{kq2} - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i^q - \frac{L_{mq}}{L_{ls} + L_{mq}} \frac{d}{dt} i'^{kq1} \quad (2.30)$$

A estas se suma la ecuación mecánica para el motor 2.31.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \omega_R = & \frac{n_P}{J} ((L_{md} - L_{mq}) i^d i^q + L_{md} i'^{fd} i^q + L_{md} i'^{kd} i^q \\ & - L_{mq} i'^{kq1} i^d - L_{mq} i'^{kq2} i^d) - \frac{b}{J} \omega_R - \frac{1}{J} \tau_{carga} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Ahora se ve la utilidad de la transformación de Clarke-Park. La expresión 2.31 expone una dependencia lineal del torque generado por el motor con la corriente de cuadratura i_q . Esto se ve en el término entre llaves en la ecuación 2.31.

2.5. Estrategias de control

En esta sección se enumeran las estrategias principales que existen para controlar los motores síncronos. El desarrollo no es exhaustivo. Se explican los diagramas de control correspondientes a cada una. Las notas de aplicación hecha por los fabricantes de microcontroladores y de motores son de utilidad al momento de querer estudiar el tema. La exposición que sigue se basa en el modelo para el motor en la figura 2.2. Los términos “vector de corriente” y “campo magnético” se usan indistintamente.

2.5.1. Control Sinusoidal

Este tipo de conmutación permite movimientos suaves y precisos a bajas velocidades. La idea del control es manejar la corriente en los 3 bobinados, variándolas en forma de sinusoidales suaves. Las fases relativas de estas corrientes se eligen de manera que el campo generado esté siempre en cuadratura con el del imán. Esto maximiza el torque entregado por el motor para una cantidad dada de corriente. Además elimina los baches en el torque y los transitorios asociados a la conmutación. Para lograr esto se requiere medir en forma precisa la posición del rotor. Por eso es necesario el uso de encoders o potenciómetros. Sensores de efecto Hall no sirven por la baja resolución y calidad de señales que brindan. La figura 2.6 da una muestra del esquema básico de implementación.

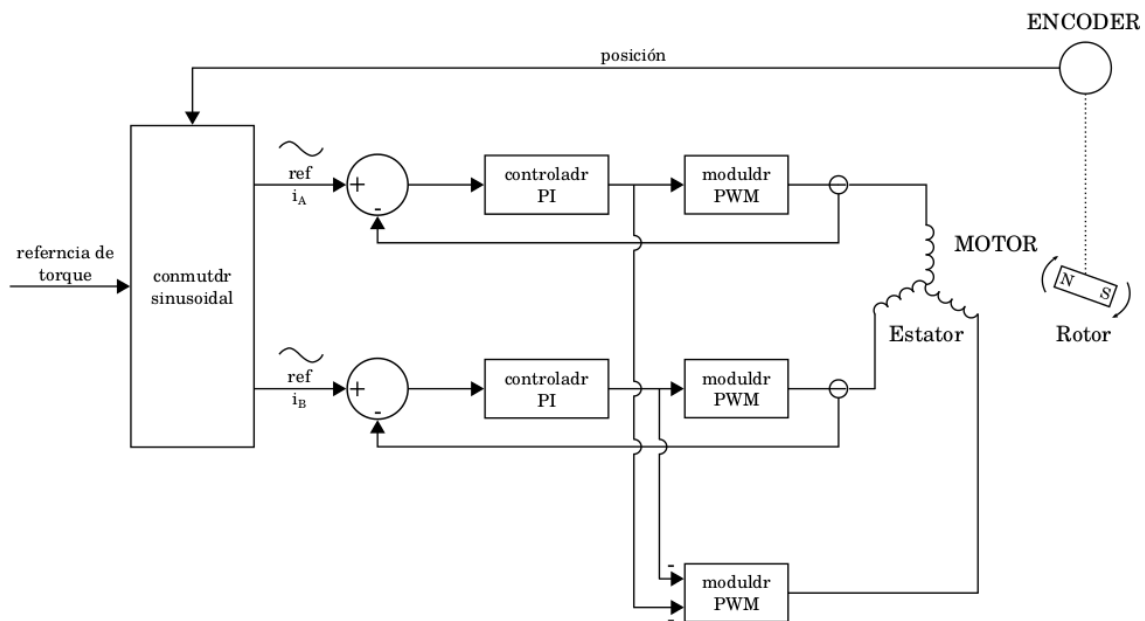


Figura 2.6: Esquema de control sinusoidal.

Este esquema utiliza 2 lazos separados para el control de corriente. Se supone la utilización de un motor con conexión estrella. Las corrientes entre los bobinados nece-

sitan estar desfasadas 120° eléctricos. Esto es porque se requiere un campo rotante y los bobinados del estator están desfasados 120° eléctricos.

La información de posición se utiliza para fabricar 2 sinusoides desfasadas en 120° eléctricos. Estas señales son multiplicadas por un valor proporcional al par que se necesita en el eje del motor. De esta forma las amplitudes son proporcionales al torque deseado. Estas señales sirven para comandar a dos controladores PI que calculan los voltajes necesarios. El resultado es un campo de magnitud constante y que rota en forma suave en el *air gap*.

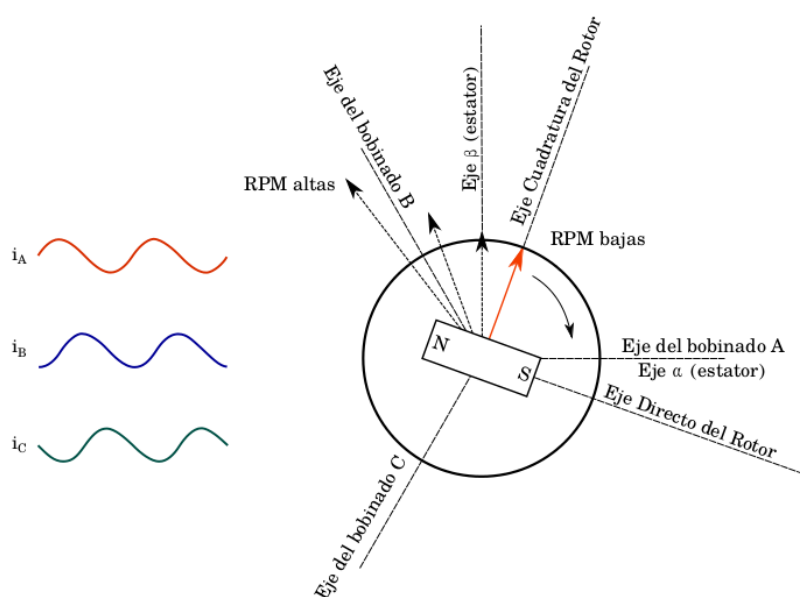


Figura 2.7: Problemas del control sinusoidal en altas velocidades de rotación.

Este método de control tiende a fallar a altas velocidades del rotor. Con el aumento de las RPMs cada controlador PI se ve obligado a seguir una sinusoidal de frecuencia creciente. Al mismo tiempo tiene que contrarrestar el aumento de la fuerza contra-electromotriz (*BEMF*). Entonces crece el error en las ganancias y los retrasos en las fases como consecuencia de que los PI poseen un ancho de banda limitado. A mayor velocidad el campo va perdiendo la alineación con el eje de cuadratura. Comienza a crecer una componente de corriente sobre el eje Directo. Esto es lo que se muestra en la imagen 2.7. Entonces hay menos torque disponible para mover la carga. Por lo tanto se necesita más corriente para mantener constante la proyección sobre el eje de Cuadratura. El lazo pierde eficiencia.

Si se continúa aumentando las RPMs, en algún momento el corrimiento entre las fases alcanza los 90° eléctricos y el torque se reduce a cero. El sistema queda sin control.

2.5.2. Control Vectorial

El principal defecto del esquema de control sinusoidal es que pretende manejar corriente con una dependencia temporal muy marcada. El esquema de control vectorial resuelve esto ubicando a los controladores en un marco de referencia $dq0$.

En el caso estacionario, el campo magnético que se quiere producir tiene magnitud y dirección constantes desde la perspectiva del rotor. Entonces los PI trabajan sobre una señal de continua. Esto relaja a los controladores de tener que trabajar con voltajes y corrientes variantes en el tiempo. Por lo tanto la limitación en respuesta de los PI no es un problema. La calidad del lazo de control queda independizada de la velocidad de rotación del eje. Uno de los controladores maneja la corriente en el eje Directo y el otro lo hace sobre el eje de Cuadratura. La figura 2.8 muestra un esquema típico de implementación.

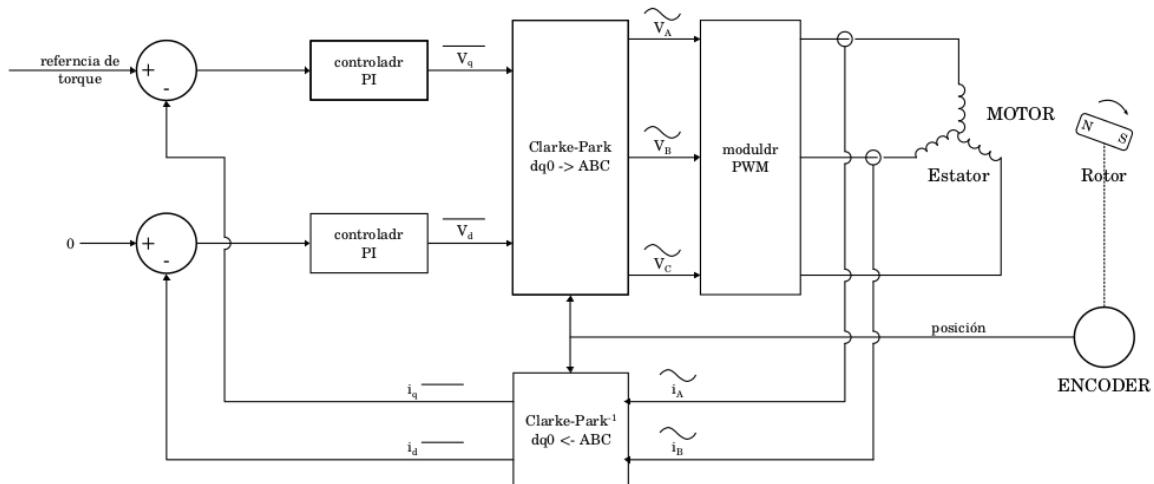


Figura 2.8: Esquema de control vectorial.

Se necesita hacer un tratamiento matemático más elaborado para las señales. Esto es porque se tiene la necesidad de convertir las variables de control entre los sistemas ABC y $dq0$. Por lo tanto se requiere el uso de procesadores.

2.5.3. Control Trapezoidal

El control trapezoidal constituye el modelo más sencillo de implementar. El esquema básico queda expuesto en la figura 2.9. Con esta filosofía de control se manejan las corrientes en 2 de las terminales del motor por período de muestreo. La tercera terminal queda conectada al neutro de la fuente. Se implementan 3 sensores de efecto Hall separados 120° en el espacio. Esto permite discriminar la posición del rotor en sectores de 60° mecánicos. Esta información es alimentada al controlador que, por medio de una tabla, activa la conmutación necesaria para la continuidad del movimiento.

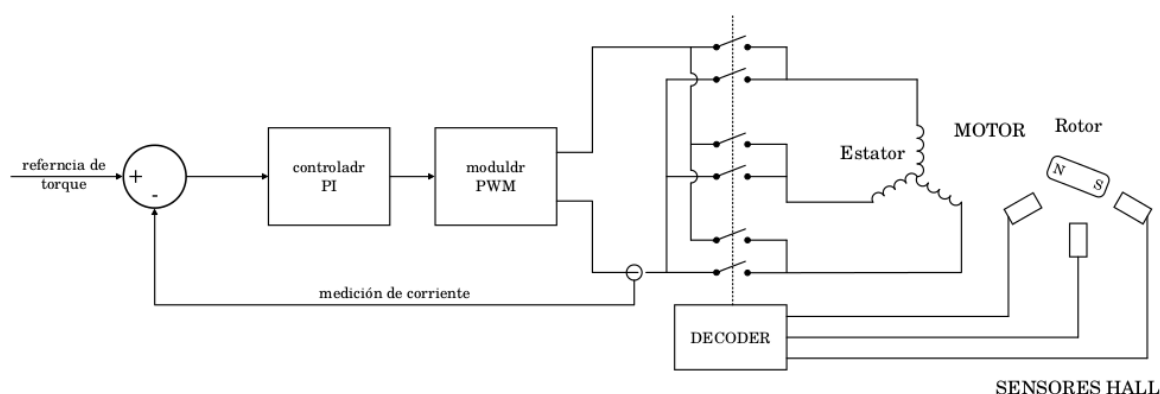


Figura 2.9: Esquema de control trapezoidal.

Este método de control produce 1 de 6 direcciones posibles para el campo magnético. La razón es que en cualquier momento las corrientes en dos bobinas tienen la misma magnitud, y la tercera es nula. La figura 2.10 muestra los seis vectores posibles para la corriente total. La forma de onda de la corriente toma la apariencia de escalera mostrada. A diferencia de los otros dos métodos vistos, este implementa un solo controlador PI. Se compara el torque de referencia con la corriente medida y la salida de tensión es modulada por ancho de pulso (PWM). La acción de control es alimentada a un puente de transistores. Este forma de control permite mantener la corriente constante independientemente de qué bobina se esté conmutando. El circuito para medir la corriente se diseña de tal manera que siempre se está midiendo entre las terminales activas.

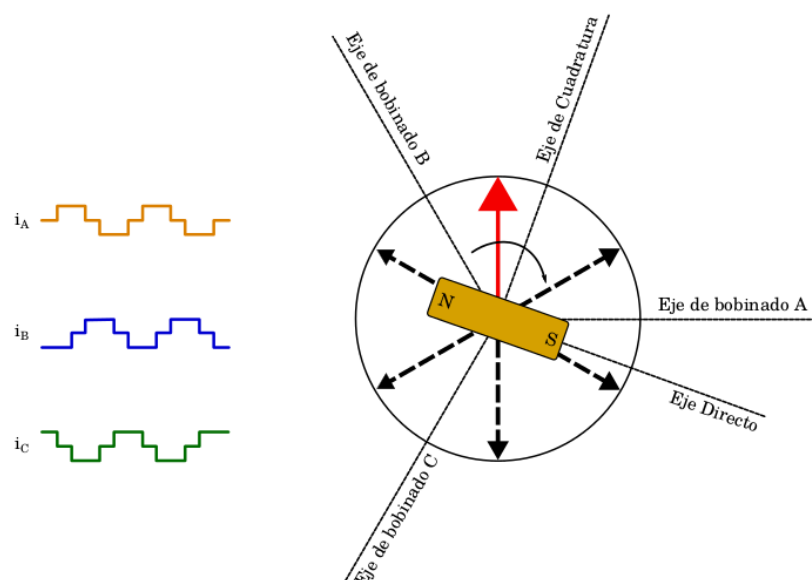


Figura 2.10: vectores de corriente implementados en el control trapezoidal.

Como el campo solo puede apuntar en seis posibles direcciones siempre existe una desalineación entre este y el eje de Cuadratura. Este corrimiento está entre 0° y 30° eléctricos. Esto significa que la mayor parte del tiempo existe una proyección del vector

de corriente total sobre el eje Directo. Por lo que el proceso pierde eficiencia. La conmutación de las terminales activas introduce transitorios en el lazo de corriente. Esto ocurre seis veces por vuelta mecánica en el modelo de la figura 2.2. Aunque esto realmente depende de la cantidad de polos en el motor a implementar. Por este motivo se observan fluctuaciones en el torque provisto por la máquina. Esta pérdida de eficiencia hace que el motor sea difícil de controlar a bajas velocidades.

2.6. Generación de PWMs

El esquema de Control Vectorial requiere de una metodología rápida y eficiente para transferir potencia desde la fuente hacia el motor. La opción implementada en este trabajo es el uso de la técnica conocida como *modulación por ancho de pulso* (PWM). Existen varias formas de implementar el uso de PWMs [6]. En este trabajo se optó por el método conocido como *Space Vector PWM* (SVM) por su utilidad en asociación con lo visto para la transformada de Clarke-Park. La técnica utiliza una señal PWM por cada fase de la máquina, tres en el motor empleado. Los controladores PI generan las tensiones Directa y de Cuadratura, que luego son transformadas a tensiones en el marco ABC . Son estas últimas las que deben ser alimentadas al motor como se mostró en la figura 2.8. Puede plantearse que estos valores de tensión son el equivalente a la representación de un vector de voltaje rotante en el espacio. Esto es tal como ocurrió en la sección 2.3 con la descripción del campo magnético y el vector de corriente asociado al mismo. En este sentido, puede pensarse que los PIs van proporcionando las nuevas coordenadas para un vector de tensión que trata de mantener maximizada a la corriente de Cuadratura.

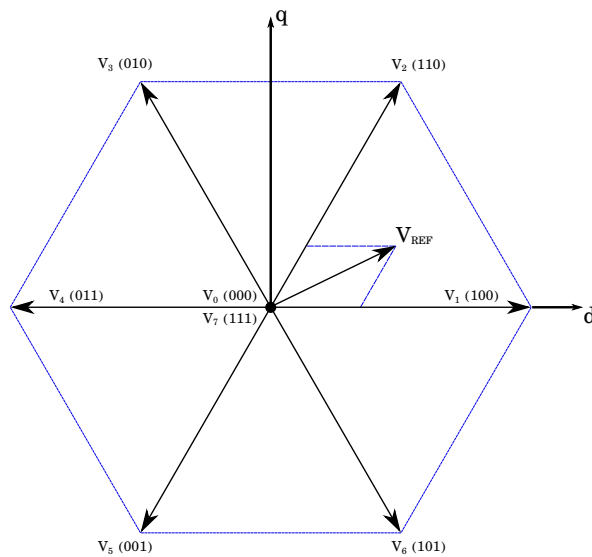


Figura 2.11: Diagrama para SVM. Se muestran los seis posibles vectores para conmutar.

Cambiar la visión desde un valor de tensión en los bobinados a un vector rotan-

do en el espacio, permite generar una abstracción adicional. Puede descomponerse la circunferencia del motor en seis sectores, como lo muestra la figura 2.11. Estas zonas quedan delimitadas por los vectores mostrados también en esa figura. Cada vector en el límite entre 2 zonas se corresponde con un estado del Inverter. Esto se muestra en la figura 2.12.

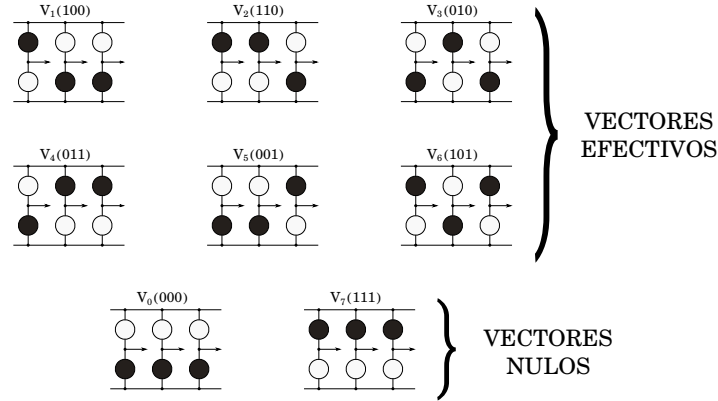


Figura 2.12: Estados que adquiere el Inverter. 1 llave superior activa, 0 llave inferior activa.

La técnica de SVM consiste en usar estos ocho vectores que provee el inverter. Cualquier vector de tensión comandado está comprendido en un sector del hexágono de la figura 2.11. Este se descompone como una combinación lineal de los dos vectores más próximos que es capaz de generar el juego de conmutaciones. Estos se conocen como “vectores efectivos”. También se usan los denominados “vectores nulos” para ayudar a controlar la magnitud del vector resultante. Los estados nulos son aquellos donde todos los transistores superiores, o todos los inferiores, se encuentran activados. La clave de esta técnica está en poder calcular los tiempos de conmutación que se necesitan emplear para un vector de referencia dado.

El *SVM convencional* consta de tres pasos para poder determinar los tiempos de conmutación:

- **Identificación del sector.** Conociendo las componentes d y q del vector de referencia se identifica el sector donde este está ubicado.
- **Cálculo de tiempos efectivos.** Se usan las componentes d y q del vector de referencia, el valor del voltaje CD de alimentación y una tabla de senos que necesita ser cargada previamente por software. El uso de estos elementos permite el cálculo del tiempo que debe durar cada “vector efectivo”.
- **Cálculo para los tiempos de conmutación.** Se necesita conocer el sector donde está el vector de referencia y los tiempos que se requieren activos los vectores efectivos. Con estos datos se puede calcular los tiempos de conmutación de los seis transistores. Se suelen implementar tablas con valores de tiempos cargados previamente a fin de simplificar los cálculos.

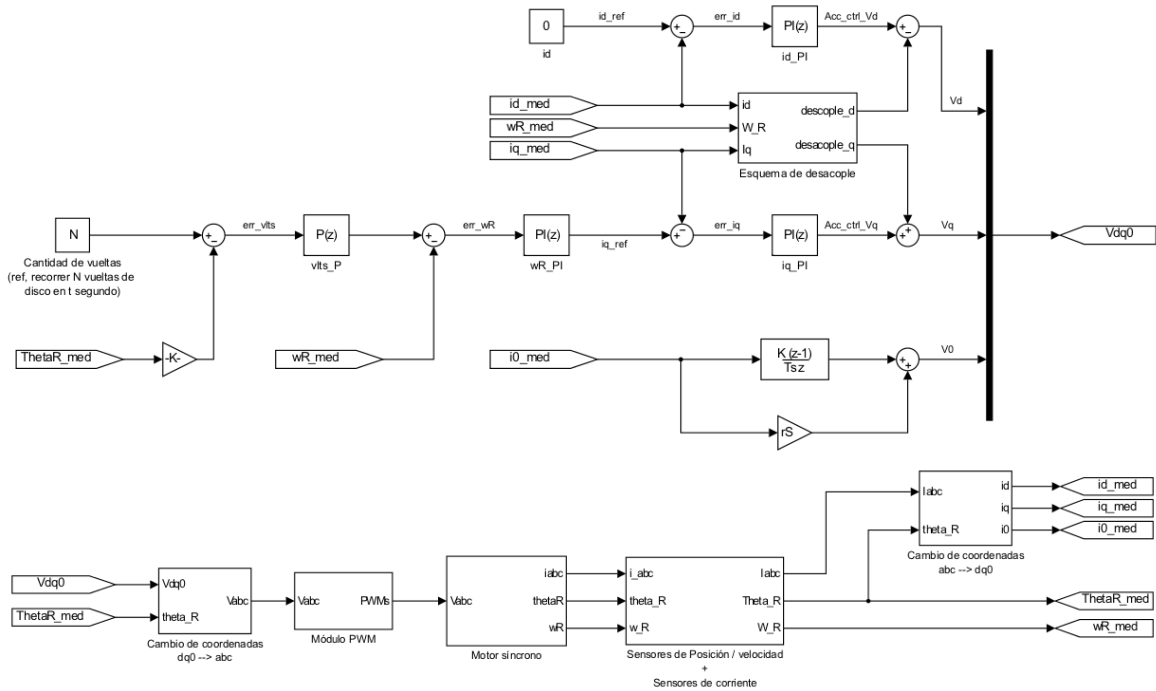


Figura 2.13: Diagrama de SimuLink implementado para Control Vectorial.

Se pueden encontrar detalles de los cálculos pertinentes consultando la bibliografía [6]. El método descrito es el más utilizado en las notas de aplicación consultadas. En la actualidad existe, en el mercado tecnológico, hardware dedicado para Control Vectorial que utiliza el enfoque tradicional para hacer SVM.

La técnica empleada en este trabajo [7] es más refinada. Esta consiste en el cálculo directo de los tiempos de conmutación. Se utiliza una serie de pasos algebraicos sobre las mismas ecuaciones que utilizan otras fuentes [6, 8, 9] que emplean el mecanismo convencional. El resultado es un método de mayor efectividad.

2.7. Simulaciones en MatLab/SimuLink

Antes de pasar a trabajar en el laboratorio, se implementó con el software MatLab/SimuLink el esquema de control vectorial. Esto fue para ganar experiencia con los conceptos estudiados. En el desarrollo de estas prácticas se usaron los paradigmas encontrados en las notas de aplicación de algunos fabricantes especializados [8, 10, 11] y otros trabajos de control vectorial [3–5, 9]. La figura 2.13 presenta el diagrama en bloques utilizado para simular el control de un motor síncrono. Las ecuaciones y transformaciones implementadas corresponden con las calculadas en la sección 2.4. Para el control de posición se trabaja con la cantidad de vueltas por comodidad. Se ensayaron 3 casos en este trabajo. Los mismos se describen en las secciones que siguen.



Figura 2.14: Sincro pensado como motor. Símil Ametek 26V11CT4c, MIL-S-20708

2.7.1. Sincro empleado como motor

Esta simulación hizo uso de los parámetros del Sincro mostrado en la figura 2.14. Los datos para este dispositivo se sacaron de la página del fabricante Ametek [12]. El estator cuenta con 3 bobinas en conexión estrella. El rotor consta de 4 polos. El resto de los parámetros relevantes se presentan en la tabla 2.1. Entre las inscripciones en la etiqueta del motor aparece la tensión máxima de alimentación, $26V$, para ser usado con una frecuencia máxima de $60 \frac{\text{ciclos}}{\text{segundo}}$. La corriente que alimenta al campo del rotor se fijó en $i_{fd} = 0,01A$. La justificación de esta elección estuvo basada en el valor de resistencia que tiene el bobinado de rotor, ver la tabla 2.1. Con ese dato se quiso obtener en el circuito del rotor una caída de tensión de $5V$. De ahí el valor para la corriente de campo implementada.

| Propiedad | Valor implementado |
|--|-----------------------------|
| Momento de inercia (J) | $2,6 \times 10^{-7} kg m^2$ |
| Coefficiente de fricción viscosa (b) | $1 \times 10^{-4} N m s$ |
| Resistencia estator (r_S) | 458Ω |
| Resistencia rotor (r_R) | 395Ω |
| Inductancia directa (L_d) | $1,76 H$ |
| Inductancia en cuadratura (L_q) | $1,76 H$ |

Tabla 2.1: Propiedades implementadas en simulación para el Sincro.

Primero se ensayó el control de velocidad. Las curvas obtenidas se presentan en la figura 2.15. Se impuso una referencia de $100 \frac{rad}{s}$. Además para esta prueba se aplicó una perturbación cuando el sistema alcanzó un estado estacionario. Se trató de un torque con magnitud $8 \times 10^{-4} N$ de dirección contraria a la de rotación. El efecto de este se puede ver en la gráfica como una caída en velocidad a los $0,4$ segundos. Se observó un sobrepico de 23% y un tiempo de crecimiento menor a $50ms$. Los valores para las constantes usadas en los controladores se dan en la tabla 2.2.

Es interesante observar lo que sucedió con la corriente durante el trabajo del control de velocidad. La figura 2.16 muestra la evolución para las corrientes sobre el eje Directo, Cuadratura y cero. Lo primero que se verificó es que la magnitud de corriente

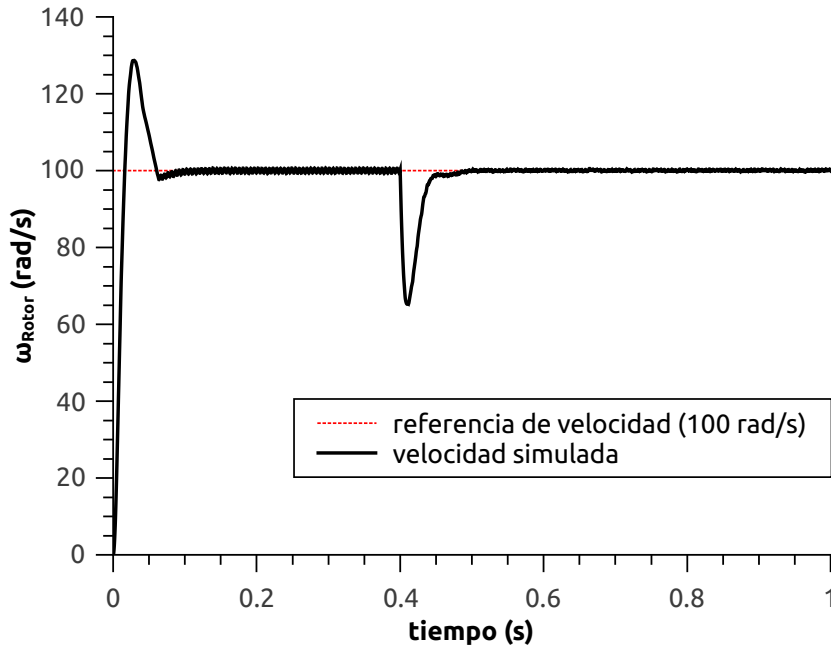


Figura 2.15: Simulación para el lazo de velocidad. Referencia: $100 \frac{rad}{s}$.

no superara el umbral de $0,05A$ en ninguna de las componentes. Esto fue para garantizar que no se excedieran los $26V$ para los que está diseñado el aparato. Otro efecto que se observa es cómo los controladores implementados favorecen a la componente de Cuadratura frente a la de Directa. Pasados los transitorios iniciales se puede observar que i_d fue reducida a cero como fue requerido conservando siempre la menor magnitud. Por otro lado i_q también desciende hasta un valor cercano a cero debido al bajo coeficiente de fricción, ver tabla 2.1. Sin embargo, cuando se solicitó al sistema con un torque externo a los 0,4 segundos, se ve claramente cómo i_q es maximizada e i_d reducida. Por último se agrega el lazo usado para control de posición. En este caso se sacó a la perturbación del ensayo. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.17. Para esta simulación se implementó como referencia el valor $2,39 vueltas$. Esto corresponde con que el motor se desplace $30mm$ dado el radio del eje. La ventana de simulación investigada fue de 1 segundo. En la figura 2.17 también se da el gráfico del error en el seguimiento de posición. Puede observarse que tiene un parecido con el de un sistema de segundo orden sobreamortiguado. La evidencia de esto está en el origen de la respuesta, donde la derivada es nula. Las alinealidades en las ecuaciones son las responsables de la mínima desviación respecto al caso ideal, pese a la implementación del bloque de desacople en la figura 2.13. La curva del error de seguimiento, gráfico central, reporta que para un tiempo de 0,9 segundos el error absoluto es del orden de 10^{-6} . El gráfico inferior de 2.17 presenta el comando de velocidad a la salida del PI y la misma señal entregada por el modelo de la máquina.

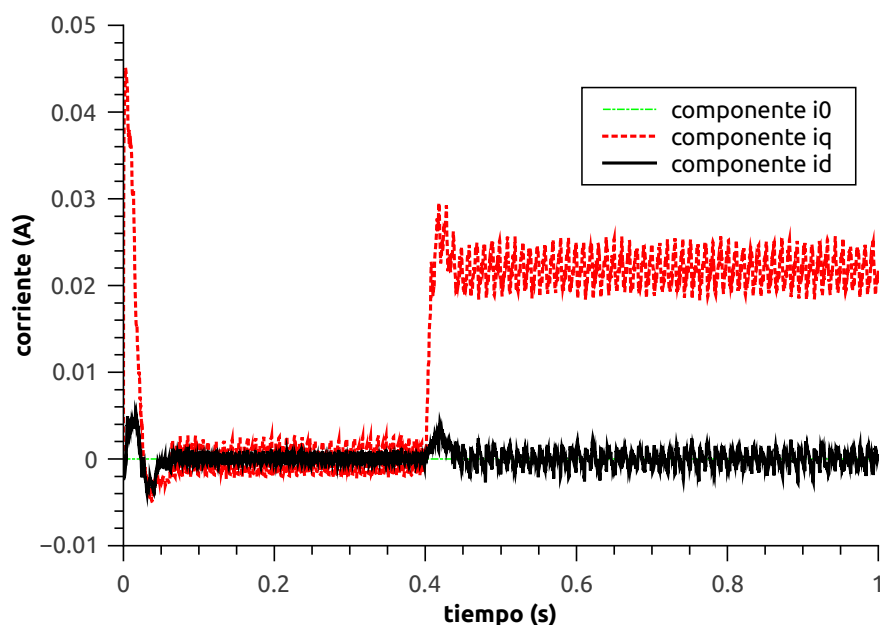


Figura 2.16: Corrientes i_d , i_q e i_0 durante el trabajo del lazo de velocidad para la gráfica 2.15.

| Constante | Valor implementado |
|----------------------------|-------------------------|
| $K_{P i_d}$ (proporcional) | 0,7437 |
| $K_{I i_d}$ (integrador) | 0,02566 |
| $K_{P i_q}$ | $5,0502 \times 10^{-4}$ |
| $K_{I i_q}$ | 52,53 |
| $K_{P \omega_R}$ | 1,00 |
| $K_{I \omega_R}$ | 0,05 |

Tabla 2.2: Constantes usadas con los PIs para controlar el Sincro.

2.7.2. Motores de imán permanente

Ecuaciones en d - q -0

Antes de pasar a las siguientes simulaciones, fue necesario modificar las ecuaciones usadas. A diferencia del caso anterior, ahora se tiene que el campo del rotor es generado por un imán. En los próximos casos no hubo que alimentar un circuito en el rotor para generar el campo de este. Por ese motivo varios de los términos vistos desaparecen en las ecuaciones previas. En las expresiones desde 2.32 a 2.35 se dan las simplificaciones hechas. En esta nueva configuración para el modelo de motor desaparecieron los bobinados de amortiguamiento, y por tanto los términos y ecuaciones que los vinculaban.

$$\frac{d}{dt} i^d = -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{md}} i^d + \frac{L_{ls} + L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} n_P \omega_R i^q + \frac{1}{L_{ls} + L_{md}} V^d \quad (2.32)$$

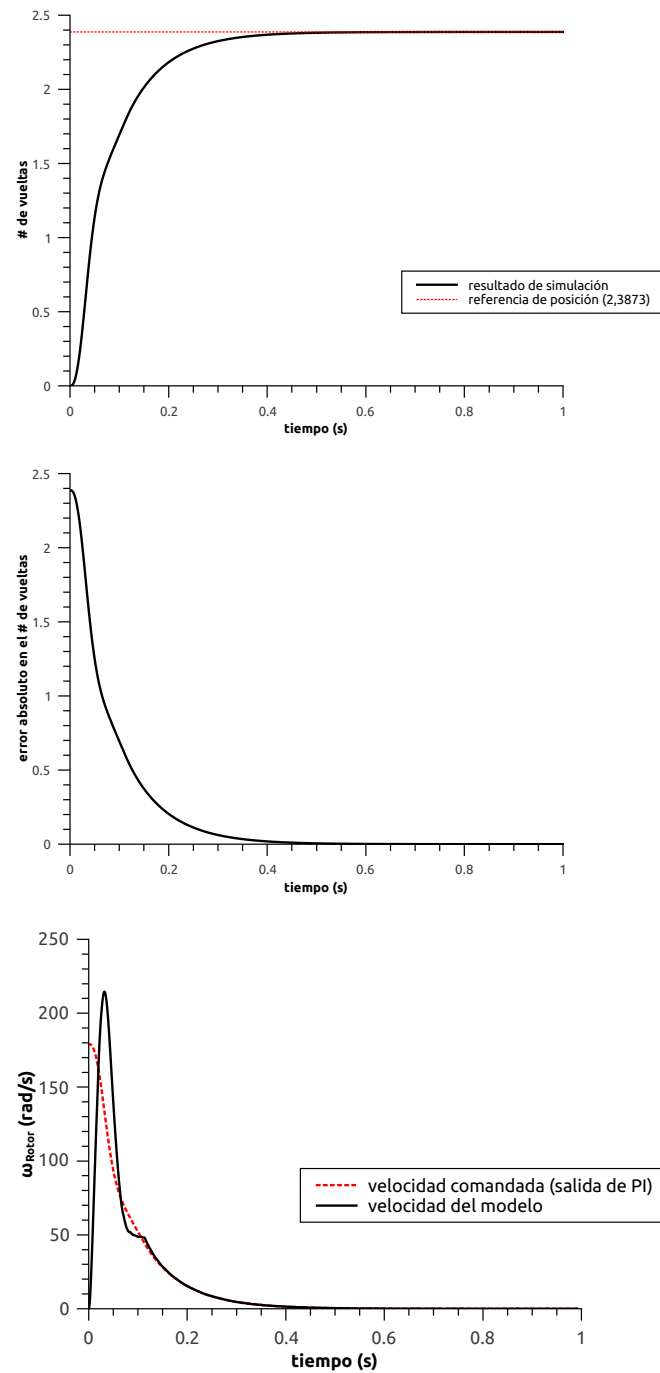


Figura 2.17: Control vectorial aplicado a posición. Referencia: recorrer 30mm.

| Propiedad | Valor implementado |
|--|------------------------------|
| Momento de inercia (J) | $1,11 \times 10^{-5} kg m^2$ |
| Coefficiente de fricción viscosa (b) | $5 \times 10^{-3} N m s$ |
| Resistencia estator (r_s) | $12,7 \Omega$ |
| Flujo magnético del rotor (Φ) | $0,2101 V s$ |
| Inductancia directa (L_d) | $11,1 mH$ |
| Inductancia en cuadratura (L_q) | $12,5 mH$ |

Tabla 2.3: Propiedades implementadas en simulación para el motor TGT2.

$$\frac{d}{dt} i^q = -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{mq}} i^q - \frac{L_{ls} + L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} n_P \omega_R i^d - \frac{1}{L_{ls} + L_{mq}} n_P \omega_R \Phi + \frac{1}{L_{ls} + L_{mq}} V^q \quad (2.33)$$

$$\frac{d}{dt} i^0 = -\frac{r_s}{L_{ls}} i^0 + \frac{1}{L_{ls}} V^0 \quad (2.34)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_R = \frac{n_P}{J} \{ (L_{md} - L_{mq}) i^d i^q + \Phi i^q \} - \frac{b}{J} \omega_R - \frac{1}{J} \tau_{carga} \quad (2.35)$$

1° caso

El primero de los motores de imanes permanentes ensayados es el TGT2-0040-45-320. Este se muestra en la figura 2.18. Algunos de los valores implementados para este aparato fueron obtenidos de [8]. Es un motor con 3 conjuntos de bobinas en conexión estrella. Tiene 3 pares de polos. El resto de las propiedades relevantes se dan en la tabla 2.3.

**Figura 2.18:** Motor de imán permanente TG Drives TGT2-0040-45-320.

Primero se calibró el lazo de velocidad. Los resultados obtenidos son los de la figura 2.19. El ensayo siguió una referencia de $210 \frac{rad}{s}$. El transitorio inicial muestra un sobrepico de 15 % y un tiempo de establecimiento al 1 % inferior a los 300 milisegundos. También se sumó al lazo un torque externo como perturbación. Este tuvo un valor de 0,35N y fue en sentido contrario al de giro. El efecto de este puede verse en la curva a los 0,4 segundos de simulación. Las corrientes simuladas para las componentes $dq0$ se muestran también en la figura 2.19. Luego de pasar por el transitorio la corriente i_q desciende a un valor casi nulo debido a que el coeficiente de fricción es muy bajo. Sin

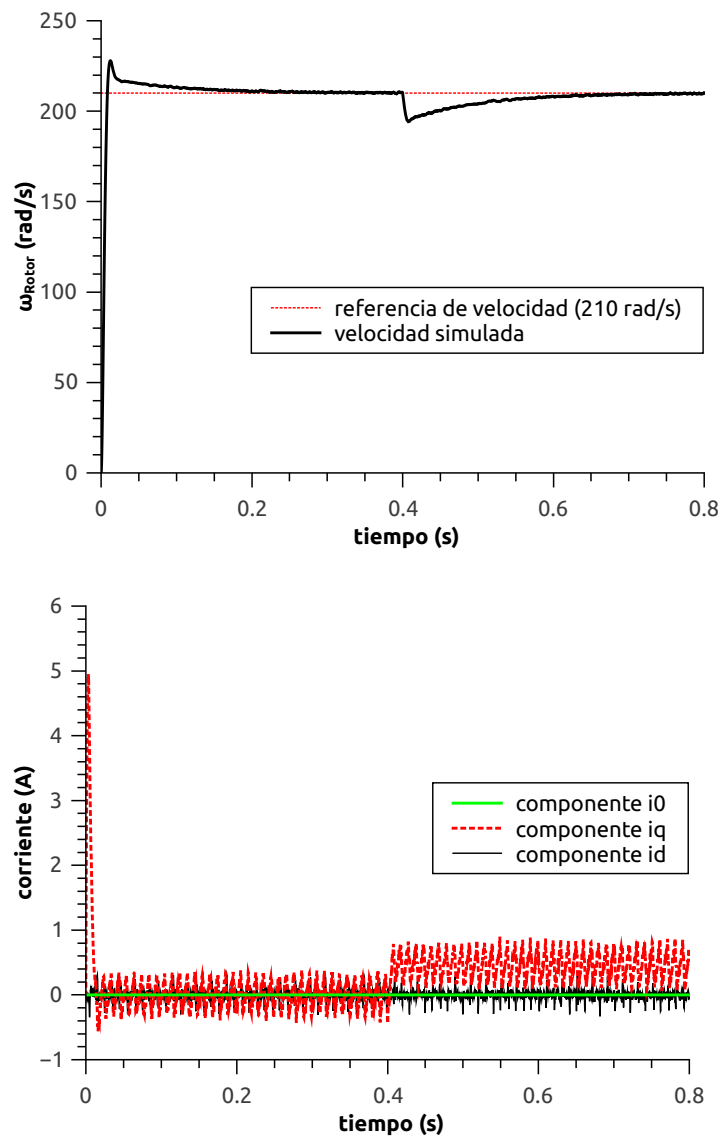


Figura 2.19: Simulación para el lazo de velocidad. Referencia: $210 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$.

embargo, desde el momento que se aplicó un torque de perturbación puede verse que los controladores operan para maximizar i_q y reducir i_d a cero.

La figura 2.22 presenta los resultados de simulación para el lazo usado en posicionamiento. En este marco, la gráfica superior es la posición y está medida en número de vueltas. La referencia que se impuso fue de 0, 1658 *vueltas* que es el resultado de requerir que el motor se desplace 10mm. El gráfico central en 2.20 corresponde al error absoluto de posición. Este se vuelve inferior a 10^{-4} para tiempos superiores a 600 *milisegundos*. Por último, el gráfico inferior muestras la señal de velocidad comandada por el PI en comparación con la actual obtenida a la salida del modelo.

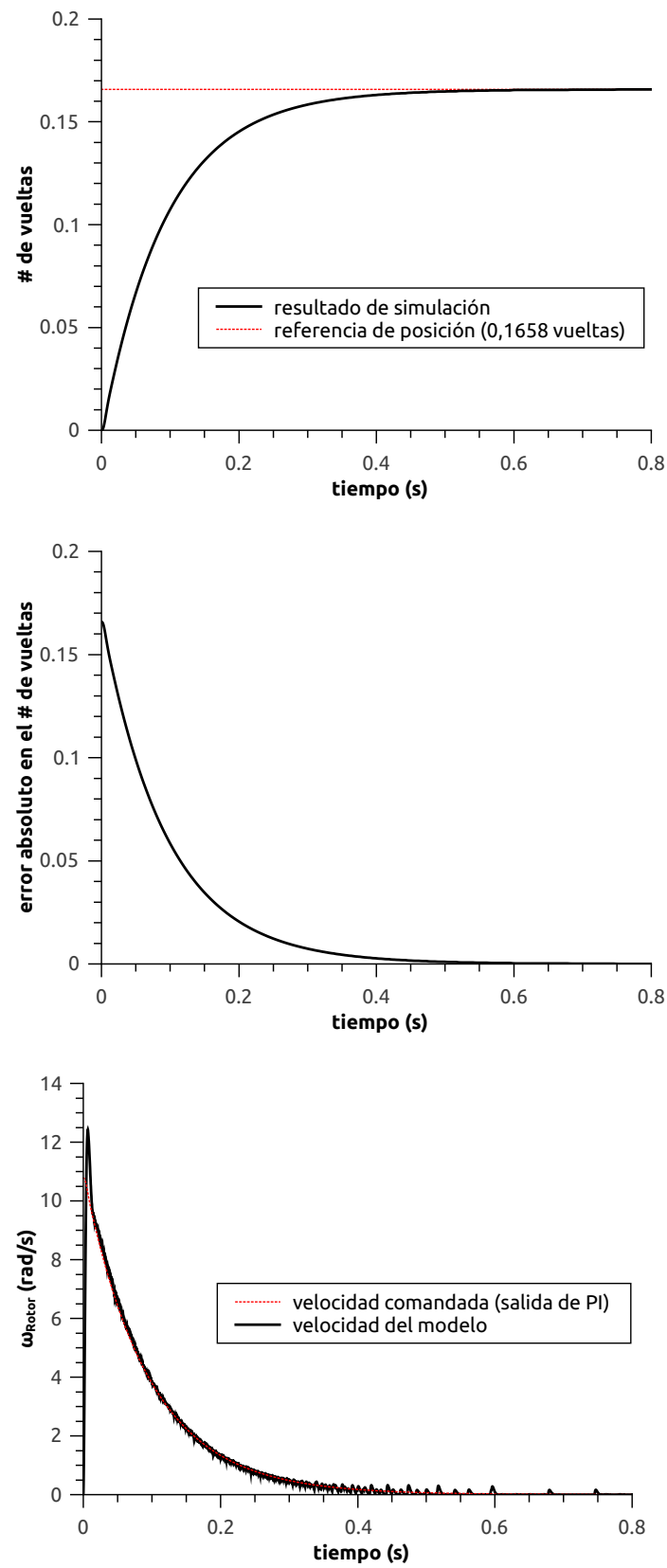


Figura 2.20: Control vectorial aplicado a posición. Referencia: recorrer 10mm.

2° caso

Por último se cargaron sobre el modelo los parámetros del motor que se utilizó posteriormente en la práctica. El motor utilizado durante los ensayos es el mostrado en la figura 2.21. Es de la marca Dual Sky. El modelo es XM5015TE-5.



Figura 2.21: Motor de imán permanente DualSky XM5015TE-5.

Los valores para las propiedades reportadas del mismo son los mostrados en la tabla 2.4.

| Propiedad | Valor reportado por el fabricante |
|------------------------------|-----------------------------------|
| peso | 160g |
| diámetro | 50mm |
| longitud | 36,5mm |
| diámetro de eje | 6mm |
| # bobinas, # polos | 24, 28 |
| corriente nominal (@10V) | 1,2A |
| Máxima corriente de arranque | 42,57A |
| potencia pico | 787,59W |

Tabla 2.4: Propiedades reportadas para el motor.

El motor está diseñado para soportar un máximo de 60A. Se carece del dato de inercia, por lo que se asumió el uso de un disco de bronce, con 10cm de diámetro y 4mm de alto. Las propiedades implementadas en el modelo son las de la tabla 2.5.

| Propiedad | Valor implementado |
|--|------------------------------|
| Momento de inercia (J) | $3,52 \times 10^{-4} kg m^2$ |
| Coefficiente de fricción viscosa (b) | $1 \times 10^{-4} N m s$ |
| Resistencia estator (r_s) | 20m Ω |
| Flujo magnético del rotor (Φ) | $1,44 \times 10^{-4} V s$ |
| Inductancia directa (L_d) | 6,67 μH |
| Inductancia en cuadratura (L_q) | 6,67 μH |

Tabla 2.5: Propiedades usadas en simulación para el motor XM5015TE-5.

Se simuló el lazo de posición para una referencia de 1 *vuelta* de disco. Los resultados se presentan en la figura 2.22. Se observa el comportamiento esperado para la posición como el de un sistema de segundo orden. Esto se identifica por la pendiente nula al comienzo de la gráfica para la posición, ver figura superior. La curva central muestra que el error absoluto es del orden de 10^{-4} al finalizar el tiempo de simulación de 1 segundo. El último gráfico muestra el seguimiento de referencia para la velocidad.

Esta simulación se llevó a cabo antes de la práctica hecha con el motor real. Al momento de trabajar con el dispositivo se encontraron nuevas condiciones y características. Estas hicieron que la máquina mostrara un comportamiento ligeramente distinto al esperado, como que el rotor no gira en forma suave, por ejemplo. Esto trajo consecuencias que se tratan más adelante en el capítulo 4.

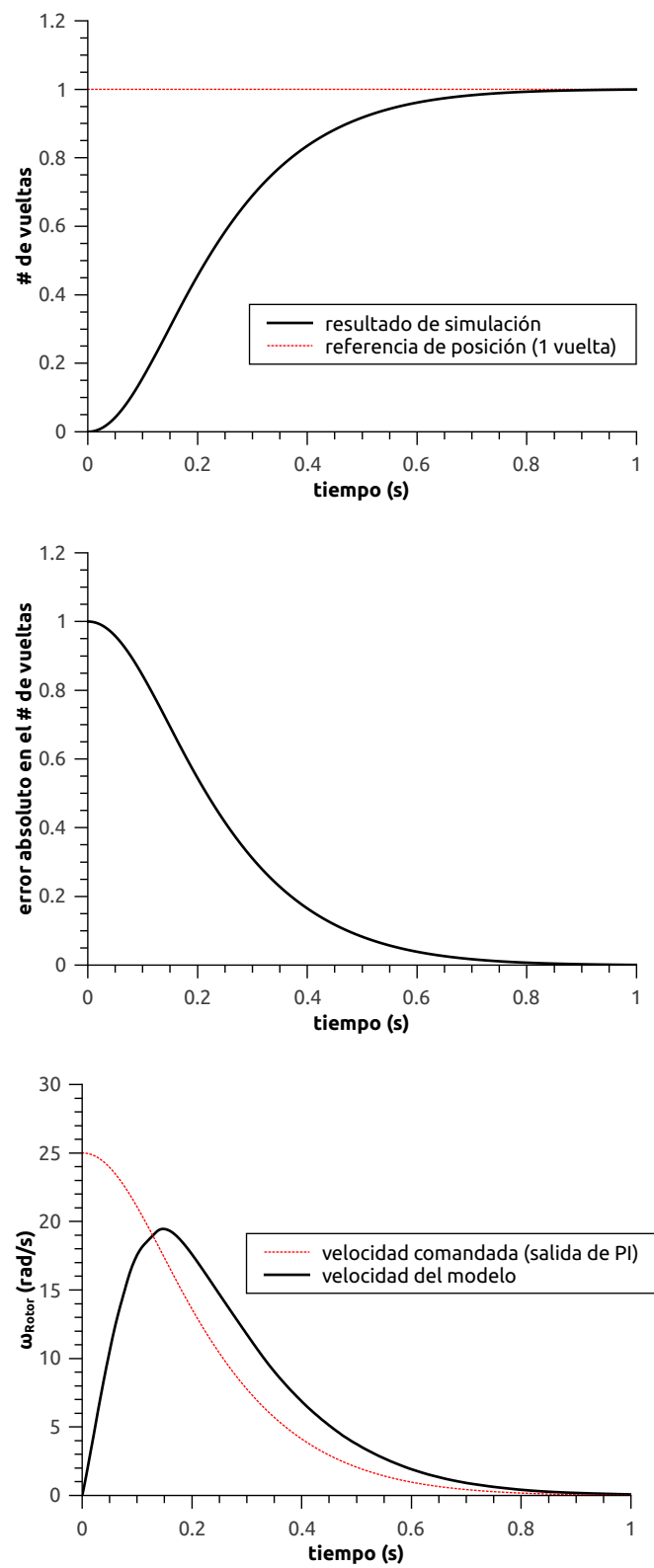


Figura 2.22: Control vectorial aplicado a posición. Referencia: dar 1 vuelta.

Capítulo 3

Implementación

En este capítulo se van a describir los equipos que conforman a la topología de los ensayos. Luego se darán los detalles de cómo fueron implementados en programación los diferentes procesos que deben realizarse para poder usar los esquemas de control. Los códigos no serán expuestos de manera extensa, sólo los fragmentos necesarios para entender los mecanismos de aplicación. Sin embargo, en el apéndice del trabajo puede encontrarse el enlace desde donde descargar los códigos completos.

3.1. Equipamiento implementado

El conjunto de hardware microcontrolador-inverter implementado en esta práctica fue diseñado en el grupo de control, se brindará una explicación de los mismos. El esquema de control estudiado en el capítulo anterior se llevó a cabo con la configuración de equipos que se organizó como lo muestra la figura [3.1](#). A continuación se describen los elementos utilizados, con excepción del motor que ya fue presentado en la sección [2.7.2](#).

3.1.1. Fuentes

Se buscó proteger al micro de picos de tensión que pudieran dañarlo. Una de las medidas tomadas fue alimentar por separado el inverter y al microcontrolador. La justificación para esto se basó en la posibilidad de interferencia en la señal continua de la fuente. Esto último como producto de las conmutaciones rápidas llevadas a cabo por el inverter. La fuente utilizada para alimentar al microcontrolador tuvo un consumo típico durante las pruebas de 12V y 0,15A. Por otro lado, la fuente utilizada para energizar al inverter trabajó alrededor de 12V. Si bien las corrientes típicas que manejó la fuente del inverter no superaron los 5A, en las pruebas pudieron observarse picos de hasta 10A. Esto se vio principalmente durante los transitorios de arranque.

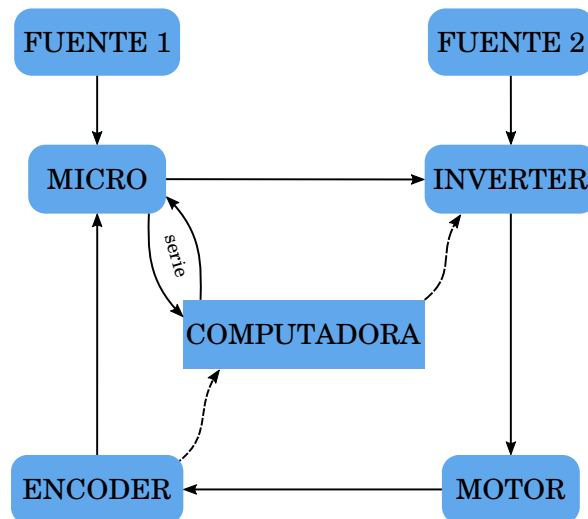


Figura 3.1: Organización de los equipos implementados.

3.1.2. Microcontrolador

Queda claro de la figura 3.1 que el microcontrolador hizo de intermediario entre la computadora de escritorio y el sistema conformado por el inverter más motor y el sensor de posición. Por parte de la PC, el micro recibía las acciones de control como tensiones en coordenadas $dq0$. En la lógica del micro se programó la conversión de estos voltajes a los correspondientes en el marco de referencia del estator. Con estos valores de tensión en ABC , el micro procedía a realizar el cálculo de los PWMs necesarios para el inverter. Esto lo lograba usando la técnica de modulación espacial del vector de tensión (SVM). Para llevar a cabo este proceso el micro necesitaba recibir en simultaneo la información correspondiente a la posición del rotor. Este dato era provisto por las señales del encoder óptico incremental. Para establecer la comunicación entre la computadora de escritorio y el microprocesador se utilizó un protocolo de comunicación serie. Para implementarlo se usó un cable mallado de 4 hilos. Se utilizó un microcontrolador de la marca Microchip, modelo dsPIC33FJ128GP802. Para la programación del mismo se usó el programa MPLAB v8.23, con el compilador correspondiente a la familia dsPIC33. Se utilizó la herramienta de programación PICKIT3 para la comunicación entre el compilador/debbuger y el micro. El programa MPLAB se usó instalado desde una laptop. La herramienta PICKIT3 se conectó al puerto USB de la computadora portátil y al socket correspondiente en la placa del micro.

Placa donde está montado el microcontrolador

A continuación, en la figura 3.2 se muestra el esquema de conexionado con que se implementó el microprocesador. Se usó como guía el diagrama de terminales en el manual de la familia del dsPIC33 [13] para determinar la distribución de los componentes en el circuito de la placa. Otros manuales también fueron consultados [14–16].

La figura 3.2 muestra los 28 pines del integrado con los elementos a los cuales se conecta. Se agregaron los capacitores necesarios siguiendo los lineamientos de construcción presentes en el manual. También se usaron resistencias de $1k\Omega$ a masa en las terminales que quedaron sin uso. Por si acaso, siguiendo sugerencias del manual de familias, se colocaron *jumpers* en algunas conexiones.

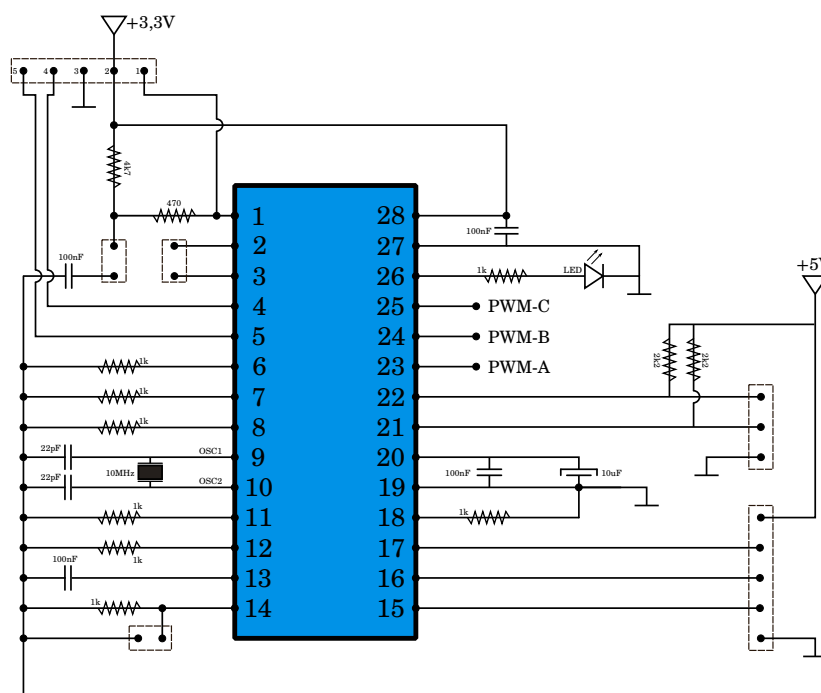


Figura 3.2: Esquema de conexión para el microcontrolador.

Se conecta el oscilador que fija el clock del integrado en las terminales 9 y 10, registros OSC1 y OSC2, respectivamente. La herramienta de programación PICKIT3 se conecta sobre las terminales 1, 4 y 5. También se usaron las indicaciones pertinentes en el manual de programador [17] para armar las líneas del kit de programación. Las señales de pulsos A, B y Z brindadas por el encoder entran por las terminales 15, 16 y 17. La conexión del puerto serie se efectúa en las terminales 21 para recepción, y 22 para transmisión. Las terminales 23, 24 y 25 se usaron para la salida de las señales de $50kHz$ modulas en el ancho de pulso que controlan al inverter. La terminal 26 tiene conectado un LED con una resistencia de $1k\Omega$ a masa que sirve como testigo para comprobar el funcionamiento del micro. El circuito de la figura 3.3 presenta la forma de alimentación de la placa. Inicialmente la placa toma $12V$ de la fuente correspondiente y reduce la tensión en dos etapas posteriores. Se utiliza un regulador de tensión *LM7805* para generar $5V$ de continua estables a partir de los $12V$ de entrada a la placa. Estos $5V$ son los que se utilizan en los pull-ups de $2,2k\Omega$ de las conexiones del puerto serie, y también para alimentar al encoder. El microprocesador trabaja con tensión de $3,3V$. Por esta razón fue necesario agregar un regulador lineal de tensión *L7833* que toma los $5V$ en su entrada y produce $3,3V$ estables en la salida. A lo largo de la línea para

alimentación de la placa que contiene al integrado, se usan capacitores del orden de μF y nF con el fin práctico de filtrar señales parásitas de baja y alta frecuencia. Se busca producir señales de tensión continua lo más estables posible.

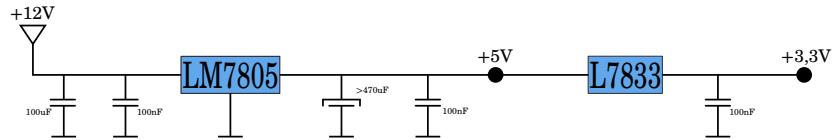


Figura 3.3: Circuito de alimentación para la placa del dsPIC33F.

En la figura 3.4 se muestra la disposición final de los elementos que hacen a la placa que contiene al microcontrolador y las conexiones de los periféricos necesarios.

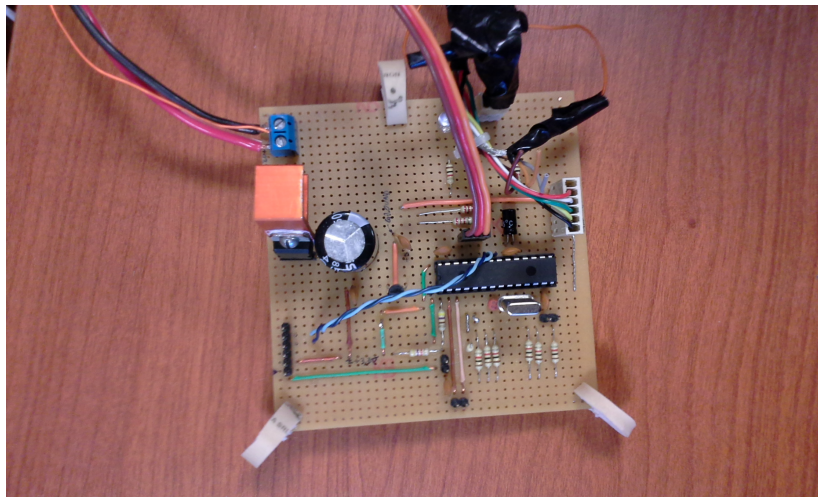


Figura 3.4: Placa para el microcontrolador.

3.1.3. Inverter

Fue necesario construir un inverter para proveer la potencia necesaria al motor. Este circuito fue el responsable de tomar una señal de tensión continua y producir otra de alterna. El dispositivo contó con tres ramas que realizan dicho trabajo. Este aparato se diseñó usando un puente de transistores por rama. Cada rama alimentó a una de las fases del motor con la acción de control correspondiente. Este inverter se usó conectado a una fuente de tensión constante de 12V. Cada una de las señales PWM enviadas por el micro actuó sobre la terminal de entrada del circuito mostrado en 3.5. Los PWMs producidos por el micro están en el rango de 0V a 3,3V, con un máximo de hasta 5mA por sobrevoltaje [13]. Esto justifica la implementación del inverter que los amplifica, entregando en la salida 0V a 12V, para un máximo de corriente de 50A que corresponde al límite del *IRFZ44*.

Funcionamiento del Inverter

El circuito de la figura 3.5 expone los elementos que conforman a cada una de las ramas del inverter. Para desarrollar la lógica de control de cada puente se usaron transistores de señal de tipo *BJT NPN BC548* (Q3 y Q4 en la figura 3.5) y *MOSFET tipo N 2N7000* (Q1 y Q2). Por otra parte, se implementaron transistores *MOSFET tipo N IRFZ44* (Q5 y Q6) para la sección del puente que maneja potencia.

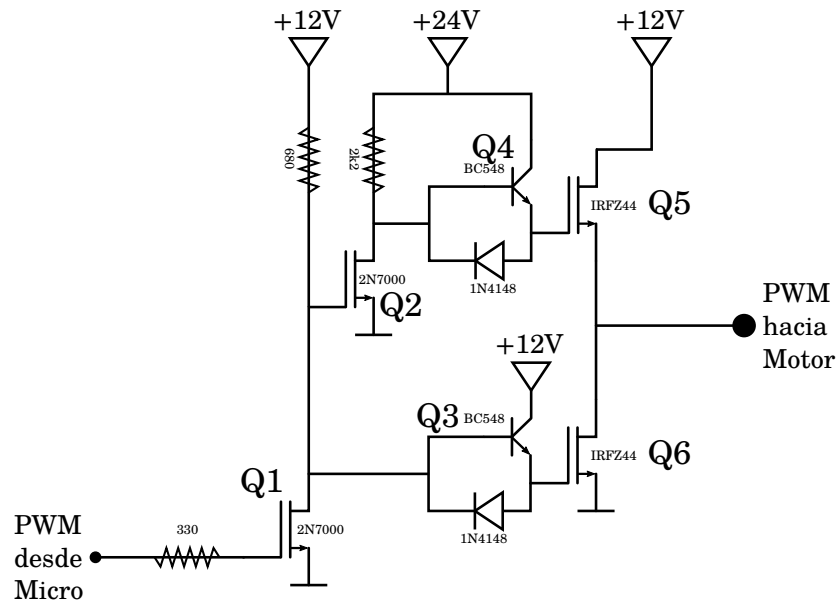


Figura 3.5: Esquema circuitual para una rama cualquiera del inverter.

A continuación se describe el funcionamiento del inverter. Se analiza primero el caso en que la terminal de entrada de la figura 3.5 está en un valor alto. Esta situación hace que el *Gate* del transistor Q1 tome también un valor alto, con lo cual Q1 se comporta como una llave cerrada. Esto tiene como efecto que el *Gate* de Q2 y la *Base* de Q3 estén a masa. En esta condición Q2 y Q3 se comportan como llaves abiertas. Esto implica que la *Base* de Q4 está energizada, haciendo que el *Gate* de Q5 también lo esté a la tensión provista por el *Bootstrap*. El *Gate* de Q6 está a masa. Por lo tanto el transistor Q5 está trabajando como llave cerrada mientras que Q6 lo hace como un contacto abierto. El resultado de esta configuración es que la salida del circuito está en alto, entregando 12V y la corriente está impuesta por el motor.

Ahora se considera un estado bajo en la entrada del circuito de la figura 3.5. El transistor Q1 se encuentra trabajando como un contacto abierto. Esto implica que el *Gate* de Q2 y la *Base* de Q3 están en el estado alto, por lo que ambos se comportan como llaves cerradas. Entonces la *Base* de Q4 está a masa al igual que el *Gate* de Q5. El *Gate* de Q6 está en alto y este se comporta como un contacto cerrado. Como consecuencia, la salida del inverter está en el estado bajo, a masa.

Se utilizaron los *NFETs 2N7000* ya que conmutan más rápido. Se usaron los *BJTs* porque se necesitaba que operen en modo colector común con una baja caída de ten-

sión *Base-Emissor*. Todo el conjunto *BJT + diodo* se usó solo para cargar y descargar la capacitancia de entrada en los *MOSFETs* de potencia. Esto último fue el factor dominante en la velocidad del puente.

Funcionamiento del circuito *Bootstrap*

El transistor de potencia *MOSFETs* tipo *N IRFZ44* ubicado en la parte superior de cada rama (Q5) necesita que la tensión en el *Gate* sea de 10V a 15V más alta que la que está presente en el *Drain* (V_{cc}) para trabajar como switch [18]. Esta condición hace necesaria la implementación de un circuito auxiliar que provea esa tensión requerida. El circuito adicional se conoce como *Bootstrap* y en este caso provee un voltaje de 24V. En la figura 3.6 se puede ver el esquema circuital correspondiente al *Bootstrap*. El circuito está implementado usando un comparador diferencial *LM393*. El juego de resistencias y capacitores alrededor del integrado sirve para setear la frecuencia de los pulsos de salida del Amp-Op. Estos pulsos energizan al mismo tiempo las bases de los transistores *BJT* Q7 y Q8 de la figura 3.6. El transistor Q7 es un *PNP BC558* y Q8 un *NPN BC548*.

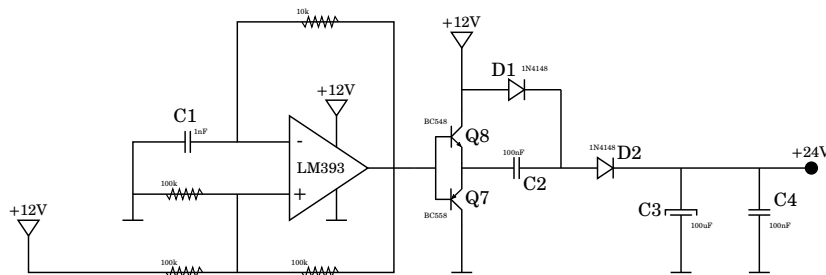


Figura 3.6: Esquema circuital para *Bootstrap*.

Considerando inicialmente un estado bajo en las Bases de los transistores. El capacitor C2 queda conectado a masa por Q7 y a 12V por el diodo D1. Esto hace que C2 se cargue hasta 12V. La salida del circuito queda en 12V hasta el próximo pulso proveniente del *LM393*. Con la llegada de un estado alto a las bases de Q7 y Q8, ahora C2 queda en serie con la fuente de 12V. Esto suma 24V a la salida del circuito y carga el capacitor C3 hasta los 24V. La mayor parte de la carga que recibe C3, y la salida del circuito, sale de la fuente de 12V conectada al *Colector* de Q8. Sin embargo, C2 también pierde algo de carga durante este lapso de tiempo. Con la llegada del próximo estado bajo a las bases de los transistores, el diodo D2 obliga a que el capacitor C3 mantenga los 24V a la salida del circuito. Mientras D1 recarga a C2 que se encuentra conectado a masa por Q7. C3 se descarga parcialmente durante este período. Durante el próximo estado alto del tren de pulsos, la configuración serie de C2 y la fuente de 12V reponen la carga de C3 y mantienen los 24V a la salida del *Bootstrap*. Este ciclo se repite a lo largo de la operación del Inverter. La función de C4 es hacer de filtro y

| Propiedad | Valor reportado por el fabricante |
|-------------------------|-----------------------------------|
| Frecuencia de trabajo | $0 - 100kHz$ |
| Tensión de alimentación | $5V_{DC}$ |
| # pulsos (s/cuadratura) | 1000 |
| Carga máxima radial | $20N$ |
| Carga máxima axial | $10N$ |
| Momento de Inercia | $4,5 \cdot 10 - 6Kg \cdot m^2$ |
| Velocidad máxima | $5000RPM$ |

Tabla 3.1: Propiedades del encoder óptico incremental.

eliminar el *ripple* de alta frecuencia para que la señal de salida sea lo más plana posible.

3.1.4. Encoder

Como sensor de posición se utilizó un encoder óptico incremental de la marca Yumo [19]. El modelo implementado corresponde al ISC3806-003G-1500BZ3-5-24F. Se muestra en la figura 3.7. Se alimentó con 5V que fueron provistos por la placa que albergó al microcontrolador, junto con la conexión a masa necesaria. En la tabla 3.1 se dan otras propiedades del aparato.



Figura 3.7: Encoder utilizado en las pruebas.

Este dispositivo entrega como salidas a las señales: A, B, Z y las mismas señales negadas: $\neg A$, $\neg B$ y $\neg Z$. La relación entre las señales puede apreciarse en la figura 3.8. Este tipo de encoders produce una determinada cantidad de pulsos por revolución del eje. Cuanto mayor es la cantidad de pulsos, menor es el paso de ángulo que pueden discriminar. La resolución de este aparato es de 1000 pulsos por vuelta, pero utilizando las señales A y B en cuadratura se puede llevar a 4000 cuentas por vuelta. Adicionalmente,

una vez por revolución, la señal Z presenta un pulso en la misma posición exacta. Esta señal, conocida también como índice, se usa como punto de referencia cuando se quiere hacer posicionamiento. Las señales negadas suelen usarse para el control de errores. No se implementaron en este trabajo.

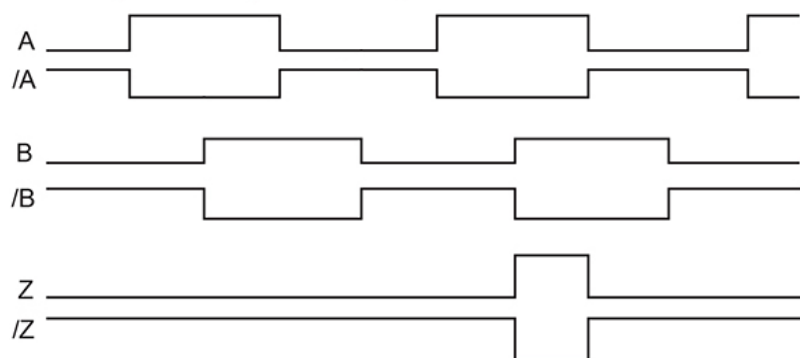


Figura 3.8: Señales principales entregadas por el encoder.

3.1.5. Computadora de escritorio

La computadora de escritorio que aparece en la figura 3.1 es desde donde se ejecutaron los controles de alto nivel. Se trabajó de esta forma ya que así se tuvo más flexibilidad para manejar y cargar datos fácilmente durante los ensayos. Los algoritmos que aplicaron los esquemas de control se desarrollaron en lenguaje C. Se utilizó el IDE Geany v1.27 para depurar los programas y efectuar las compilaciones. Los programas se ejecutaron desde la terminal de un sistema operativo Linux/Ubuntu 16.04.

3.2. Software implementado

Las secciones que siguen presentan las implementaciones de software necesarias para hacer que el sistema de la figura 3.1 funcione. Son los referidos principalmente al microcontrolador dsPIC33F. Se presentan fragmentos de los códigos. Las versiones completas se pueden encontrar en el apéndice del trabajo. Se pretende mostrar las partes claves de los programas usados. Por cuestiones de espacio, no se busca hacer una exposición exhaustiva acerca de los registros configurados en el hardware. El lector interesado puede dirigirse a los manuales [13–15], o al menú de ayuda del IDE MPLAB v8.23, para obtener más detalles acerca de las funciones de *Assembly* y rutinas utilizadas. El microcontrolador utiliza interrupciones para ordenar la manera en que trabaja. Estas interrupciones están asociadas a eventos internos y externos al micro. En cualquiera de los casos las interrupciones están asociadas a periféricos. Para poder usar las interrupciones, primero hay que configurar cómo trabajan los periféricos. Los periféricos son: contadores (Timers), módulos de salida-comparación (OC), módulos de

entrada-captura (IC) y el puerto serie para la comunicación (UART). Luego hay que configurar los registros de interrupción que cada periférico tiene asociado, y habilitar la interrupción hecha por el periférico. Las interrupciones empleadas en este trabajo se activan por el cambio de estado en una terminal, por el *overflow* de un Timer o por los módulos OC. Se utilizaron funciones en el lenguaje *Assembly* cuando se consideró necesario para reducir tiempos de programación y cálculo, o tiempos de lectura del sensor. También se usaron funciones predefinidas en la librería del IDE MPLAB que sirvieron para configurar registros del micro.

3.2.1. Configuración del Oscilador

El oscilador primario tiene como fuente de *clock* un cristal cerámico con una frecuencia de resonancia de 10MHz . Se conectó el cristal a los pines OSC1 y OSC2 (terminales 9 y 10 en el dsPIC33F) siguiendo las instrucciones del manual [13]. También se usa un *Lazo para el Bloqueo de Fase* (PLL) con el que se configuró la velocidad de operación del microcontrolador. Las líneas de código que se muestran abajo configuran los parámetros necesarios.

```

1      //Oscilador
2      // Configuracion de Phase-Locked Loop (PLL)
3      PLLFBD=0x1E; //PLL Feedback Divisor Register, M = 32
4      CLKDIVbits.PLLPOST = 0; //PLL Post-scaler, N2 = 2
5      CLKDIVbits.PLLPRE = 0; //PLL Pre-scaler, N1 = 2
6
7      // Initiate Clock Switch to Primary Oscillator with
8      //PLL (NOSC = 0b011)
9      __builtin_write_OSCCONH(0x03);
10     __builtin_write_OSCCONL(0x01);
11
12     // Wait for Clock switch to occur
13     while(OSCCONbits.COSC != 0b011);
14
15     // Wait for PLL to lock
16     while(OSCCONbits.LOCK != 1);
17

```

También se usaron funciones de *Assembly* en librería para la configuración de registros adicionales. Las llamadas a las mismas aparecen en la librería *main.h*, ver apéndice. Con estos valores cargados en los registros, y usando la fórmula 3.1 para el PLL [13, 16], se obtiene que el microcontrolador es capaz de realizar 40 millones de instrucciones por segundo (40 MIPS). Los valores utilizados en la implementación son: $M = 32$, $N1 = 2$ y $N2 = 2$.

$$f_{CY} = \frac{f_{OSC}}{2} = \frac{1}{2} \frac{(10000000 \cdot 32)}{2 \cdot 2} = 40MIPS \quad (3.1)$$

3.2.2. Configuración comunicación serie

El microprocesador PIC implementa el módulo UART para comunicarse con la computadora personal. Los bits de configuración se muestran abajo.

```

1      //RB10 como Rx UART, terminal de recepcion
2      //RB11 como Tx UART, terminal de transmision
3      RPINR18bits.U1RXR=10;
4      RPOR4bits.RP11R=0b00011;
5
6      //Sets open-drain output. Permite la generacion de
7      //salidas mayores que Vdd.
8      ODCBbits.ODCB11=1; Permite la salida de 5V en este caso.
9
10     //Configuracion del registro correspondiente
11     //al UART. Ver manual DS70188
12     U1MODEbits.UARTEN=0b1; //Enable U1 module
13     U1MODEbits.USIDL=0b0; //Continue operation in Idle mode
14     U1MODEbits.IREN=0b0; //IrDA encoder and decoder are disable
15     U1MODEbits.RTSMD=0b1; //U1RTS is in Simplex mode
16     U1MODEbits.UEN=0b00; //U1TX and U1RX pins are enabled and used
17     //U1CTS, U1RTS and BCLK1 pins are controlled by port latches
18     U1MODEbits.WAKE=0; //Disable Wake-up on Start
19     //bit Detect During Sleep Mode
20     U1MODEbits.LPBACK=0b0; //Disable UART1 Loopback Mode
21     U1MODEbits.ABAUD=0b0; //Baud rate measurement disabled
22     U1MODEbits.BRGH=1; //High speed mode, baud rate 115200Hz
23     U1BRG = BRGVAL; // Baud Rate setting for 115200Hz
24     //Ver manual UART (70188E), pagina 10.
25     U1STAbits.UTXEN=0b1; //habilito la transmision de datos
26
27     //Configuracion de interrupciones del UART (funcion de Assembly)
28     ConfigIntUART1(UART_RX_INT_PR3&UART_RX_INT_EN&
29     UART_TX_INT_EN&UART_TX_INT_PR3);
30
31     //Configuracion Timer4
32     //Prescaler 1:256, periodo completo. Cuenta 0.41 segundos
33     OpenTimer4(T4_ON&T4_GATE_OFF&T4_PS_1_256&T4_SOURCE_INT,0xFFFF);
34
35     ConfigIntTimer4(T4_INT_ON&T4_INT_PRIOR_3);
36

```

El microcontrolador trabaja con 3,3V, así que se emplea la sentencia asociada al bit ODCB para habilitar la salida de 5V para el puerto de Transmisión que se conecta al

USB de la PC. El puerto de recepción está implementado en un pin que es tolerante a 5V de entrada. El *baud rate* está programado para trabajar en 115,2kHz. Se usaron las funciones de librería [20]: *OpenTimer4* para configurar el registro del Timer 4 T4CON, *ConfigIntTimer4* para definir la interrupción debida al Timer 4, *ConfigIntUART1* configura las interrupciones hechas por el módulo UART. La transferencia de la UART está accionada por la interrupción que genera el lazo de control cada 100 ciclos. Entonces el intercambio de paquetes entre el micro y la PC se da cada 0,002 segundos. Este último valor se correspondió entonces con el tiempo de muestreo que utilizan los algoritmos que emplean los esquemas de control. Con la computadora de escritorio, en los programas de control ensayados, se implementaron las funciones correspondientes para el envío-recepción de paquetes. Estas son *EnviarIFrame*, *RecibirIFrame* y *Read-Blocking*. Además para el intercambio de información se definieron en cada código las estructuras implementadas. Estas están definidas en la librería *variables.h* del micro, y en los *headers* de cada uno de los programas de la PC como struct *IRFrame* y struct *ITFrame*.

3.2.3. Lectura de Encoder

En la lectura del encoder se implementaron los módulos de Entrada-Captura (IC) para detectar los flancos producidos por cada una de las 3 salidas del encoder. Estos módulos se configuraron con las funciones de librería *OpenCapturex* y *ConfigIntCapturex*. Se programaron para trabajar con el Timer 2 y detectar flancos de subida y bajada. Esto último aumenta la resolución del aparato, ver sección 3.1.4. Las entradas asignadas corresponden a los pines RB6, RB7 y RB8. El temporizador tiene un *textitprescaler* de 1 : 8 y está usado con el período completo correspondiente a 65535 cuentas. Se lo inicializó con la función *OpenTimer2*. Abajo se muestran las líneas de código en que se configuran los módulos, el temporizador y los registros asociados a las terminales de captura.

```

1      //Inicializacion del modulo Timer2 (16 bits)
2      //prescaler 1:8
3      //fuente de clock interna
4      //periodo completo 0xFFFF (de 2^16-1=65535)
5      OpenTimer2(T2_ON&T2_GATE_OFF&T2_PS_1_8&T2_SOURCE_INT,0xFFFF);
6
7      //RB7 Canal A de Encoder, RB6 corresponde al indice de vueltas
8      RPINR7bits.IC1R=7;
9
10     //RB8 Canal B de Encoder
11     RPINR7bits.IC2R=8;
12
13     //Funcion de Assembler. Configuracion de registros de los ICs

```

| sentido horario | | sentido antihorario | |
|-----------------|---|---------------------|---|
| A | B | A | B |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 |

Tabla 3.2: Tablas para identificar el sentido de giro.

```

14 //Funcionan con el Timer2
15 //modo IC: todos los flancos, resolucion de
16 //4000 cuentas por revolucion (maxima resolucion)
17 OpenCapture1(IC_TIMER2_SRC&IC EVERY_EDGE);
18 OpenCapture2(IC_TIMER2_SRC&IC EVERY_EDGE);
19
20 //Configuracion de las Interrupciones provistas por los
21 //modulos Input Capture
22 ConfigIntCapture1(IC_INT_ON&IC_INT_PRIOR_4);
23 ConfigIntCapture2(IC_INT_ON&IC_INT_PRIOR_4);
24

```

Se implementó la función de *encoder.s* para resolver la lógica que identifica la dirección de rotación y la lectura del índice de vueltas. La tabla 3.2 presenta la lectura esperada para los canales A y B según la dirección en que rote el eje del dispositivo. Conviene estudiar a esta usando la figura 3.8 presentada en la sección 3.1.4.

Para determinar el sentido de giro se utiliza la operación XOR (diferencia simétrica) entre los puertos RB7 y RB8. Esto se implementa en la función de Assembly *encoder.s*. Puede consultarse el código para obtener más detalles de cómo se armó el algoritmo. Es preciso ejecutar un procedimiento para búsqueda de referencia cuando se enciende por primera vez el sistema. Para esto, se hace girar despacio al motor y se espera la detección del pulso debido a la señal de índice. Esta señal es la correspondiente a la letra Z en el encoder y se encuentra vinculada al pin RB6. El programa de control se habilita una vez que se cuentan 3 pulsos de Z para garantizar que se tiene bien identificada la referencia.

3.2.4. Implementación de Transformada Clarke-Park

La función *claypark.c* contempla el paso de coordenadas desde el marco $dq0$ (rotor) al sistema ABC (estator). En las ecuaciones se utiliza el ángulo eléctrico. Se cargan por tabla los valores de la función coseno necesaria para programar el paso de tensiones. Como el microcontrolador no soporta operaciones de punto flotante, los valores de la tabla para cosenos se implementan en punto fijo. Para calcular estos valores se usa el

script *GeneraCos.m* de MatLab. Las rutinas definidas dentro de *claypark.c* son llamadas por el script *svm.c*. Ver la siguiente sección.

3.2.5. Producción de PWMs

La realización de los PWMs se lleva adelante en el micro con la función *svm.c*. Para esto se sigue la filosofía de construcción conocida como *Modulación Espacial de Vector*, SVM por sus siglas en Inglés. Esta se presentó en el capítulo 2, sección 2.6. Cada fase es alimentada por su PWM.

Para la generación de pulsos se utilizó el Timer 3. Se lo configuró con una frecuencia de *overflow* de $50kHz$. Esta fue por tanto la frecuencia de los PWMs generados. Para determinar el ciclo de trabajo en cada PWM, se implementó el uso de los módulos de Salida-Comparación (OC). Fueron utilizadas las funciones de configuración *OpenOCx* para definir cada salida como un tren continuo de pulsos. Esto hizo que fuera necesario el uso de los registros primario OCxR y secundario OCxRS para definir el ancho de pulso. Estos registros se cargan con los valores de comparación calculados en las líneas de *svm.c*. Para realizar el cálculo de los ciclos de trabajo se implementa la división en punto fijo. Para esto se usa la función *MulDiv16* programada encontrada en el archivo *util.s* de Assembly. Abajo se presenta la función implementada para iniciar la generación de los pulsos de ancho modulado. Sin embargo, si se desea visualizar con más detalle los cálculos, los programas y manuales están en el apéndice electrónico.

```

1      //Puertos
2      //pin de salida. PWM fase A (RB12)
3      //pin de salida. PWM fase B (RB13)
4      //pin de salida. PWM fase C (RB14)
5      TRISBbits.TRISB12=0;
6      TRISBbits.TRISB14=0;
7      TRISBbits.TRISB13=0;
8
9      //salidas asociada a OC1, OC2 y OC3. Selecccion de funcion
10     //para salidas, TABLA "Output Selection for Remappable
11     //Pin" del manual DS70292
12     _RP12R=0b10010; //pin RB12, terminal 23
13     _RP13R=0b10100; //pin RB13, terminal 24
14     _RP14R=0b10011; //pin RB14, terminal 25
15
16     //Inicializa Timer 3 para PWM, prescaler 1:1, fuente de
17     //clock interna, periodo= 800 ciclos (TSAMP_GLOBAL esta
18     //definido en main.h). La frecuencia de overflow es de 50kHz
19     OpenTimer3(T3_ON&T3_GATE_OFF&T3_PS_1_1&T3_SOURCE_INT,
20     TSAMP_GLOBAL*2);
21
22     //Configura la interrupcion asociada al fin de ciclo del

```

```

23 //Timer3. Pone un 0 en T3IF y establece la prioridad de la
24 //interrupcion
25 ConfigIntTimer3(T3_INT_ON&T3_INT_PRIOR_2);
26
27 //Configuracion de los registros correspondientes a los modulos
28 //de comparacion(OCnCON). Selecciona tipo de operacion en modo
29 //suspendido, clock y modo de operacion. Inician en 0. No hay
30 //pulsos hasta que se carguen valores en el registro
31 //primario(OCxR) y secundario(OCxRS) correspondiente
32 OpenOC1(OC_IDLE_STOP&OC_TIMER3_SRC&OC_CONTINUE_PULSE,0,0);
33 OpenOC2(OC_IDLE_STOP&OC_TIMER3_SRC&OC_CONTINUE_PULSE,0,0);
34 OpenOC3(OC_IDLE_STOP&OC_TIMER3_SRC&OC_CONTINUE_PULSE,0,0);
35
36 //Tension inicial sobre el eje directo
37 vD=0;
38 //Tension inicial sobre el eje de cuadratura
39 vQ=0;
40 //Idem anterior. El eje 0 esta constantemente a la tension vDC/2
41 v0=6000;
42
43 //Tension de alimentacion
44 vDC=12000;
45

```

3.2.6. Esquema general de las rutinas implementadas en C

A lo largo del trabajo se emplearon distintos esquemas para el control del motor BLDC. Sin embargo las funciones de envío y recepción se usaron en todos los casos. Estas pueden observarse en los *headers* de los programas utilizados. También hay un grupo de líneas que son estándar a todos los programas. Son las que corresponden a los cálculos de velocidad para los algoritmos. Se consideró importante mostrar estos cálculos ya que hacen a la técnica de cómo implementar un concepto básico al control de motores. Abajo se transcribe las pocas líneas usadas en C para hacer esto.

```

1  gettimeofday(&t0,NULL);
2
3  tframe.vD=0;
4  tframe.vQ=0;
5  tframe.v0=0;
6  tframe.idReg=SetReg;
7  tframe.vaReg=RegVal;
8  EnviarIFrame(&aic);
9
10 while (quit==0){
11     //Lectura

```



```
12     RecibirIFrame(&aic);
13
14     __s16 check=rframe.EncPos+rframe.EncTime;
15
16     //cuenta la cantidad de errores en los
17     //paquetes recibidos
18     if(check!=rframe.checksum){
19         RErr++;
20         continue;
21     }
22
23     //calcula el tiempo de ensayo transcurrido
24     gettimeofday(&t2,NULL);
25     t=dift(&t2,&t0);
26
27     //calcula la velocidad del motor
28     //para esto hace Dx/Dt
29     //valores nuevos menos los recibidos en el
30     //paquete anterior
31     __s16 dPos=rframe.EncPos-EncPos0;
32     __u16 dTime=rframe.EncTime-EncTime0;
33
34     //aca verifica que no exista un tipo de "aliasing" entre
35     //cuentas de una revolucion a otra. Esto es por si el motor
36     //gira muy rapido en algun momento
37     if(dPos>2000)
38         dPos-=4000;
39     if(dPos<-2000)
40         dPos+=4000;
41
42     //puede darse la situacion de velocidad elevada y que justo
43     //coincidan entre un paquete y el siguiente sobre
44     //el mismo valor de cuenta de 0:4000
45     if(dPos!=0){
46         if (countVel<6){
47             //El micro trabaja a 40MHz y el Timer 1 tiene un
48             //prescaler 1:8
49             EncVel=(double)dPos/((double)dTime*40.0e6/8.0);
50         }
51         countVel=0;
52     }else{
53         countVel++;
54         if(countVel>=6){
55             EncVel=1.0/((double)countVel*Ts);
56         }
57     }
58
```

```

59      //toma los nuevos valores anteriores para el calculo
60      EncPos0=rframe.EncPos;
61      EncTime0=rframe.EncTime;
62

```

3.3. Identificación y ajuste de parámetros

Una vez que se consolidó el equipo y el software necesario para manejarlo, se procedió a ajustar los parámetros del modelo que previamente fueron estimados. Luego se procedió a actualizar las características del sistema en los programas correspondientes a los lazos de velocidad y posicionamiento. La ejecución de los algoritmos de control mejora iterando este proceso.

3.3.1. Compensación del corrimiento de encoder

El desarrollo del modelo considera que el ángulo de interés se mide entre el eje Directo del rotor y el correspondiente a la fase A del estator. Sin embargo, al momento de acoplar el motor con el encoder, no es posible asegurar la alineación entre el índice del sensor y el eje Directo del rotor. Resulta más fácil corregir por software este corrimiento en la lectura del ángulo. La variable creada en el entorno del programa para llevar adelante la corrección fue *EncShift*. Ver los scripts correspondientes a lazos de posición y velocidad. Ese parámetro es evaluado en cantidad de cuentas del encoder. Se llevó el motor hasta una velocidad estacionaria para estudiar el efecto de ese corrimiento. Luego, se observó la respuesta buscando identificar cambios producidos en la curva de velocidad como efecto de variar este parámetro. Así se identificó que el valor buscado corresponde a 170 cuentas, que es cuando se logra la máxima velocidad para una alimentación dada. Para el ensayo que se presenta en la figura 3.9, la tensión de alimentación fue de $V_q = 1500mV$.

3.3.2. Velocidad de rotación estacionaria

Se buscó comprender cómo cambia el valor de la velocidad de rotación en estado estacionario como función de un corrimiento en la lectura del encoder. Para lograr esto se partió de las ecuaciones de los ejes Directo y Cuadratura suponiendo concluido el tiempo de los transitorios. Para este análisis se ignoraron los esfuerzos de fricción en los rodamientos. La suma a esto del estado estacionario, y la ausencia de perturbaciones en el torque, implica que la corriente i_q se reduce a cero. Las ecuaciones 3.2 muestran el análisis efectuado.

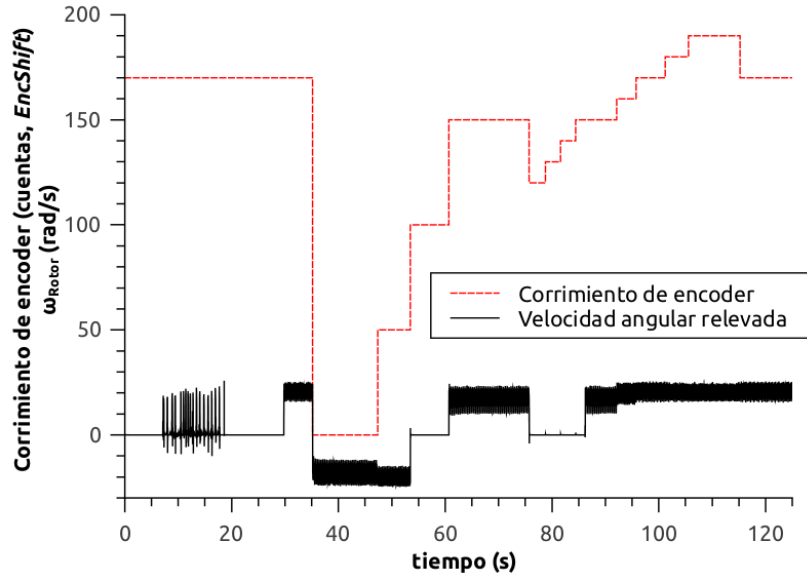


Figura 3.9: Evolución de la velocidad con cambios en el corrimiento del encoder.

$$Si \ b = 0 \Rightarrow i_q = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_d = \frac{V_d}{r_s} \\ V_q = n_P \omega_{Rot} \Phi + n_P \omega_{Rot} L_d i_d \end{cases} \quad (3.2)$$

La forma de introducir el corrimiento del encoder en las ecuaciones 3.2, es a través de V_d y V_q escribiendo las expresiones correspondientes como 3.3, donde V_d y V_q quedan como funciones periódicas. Luego se procede a despejar la velocidad angular de las 3.2 como función del desplazamiento en el eje del encoder. Este valor angular es expresado en ángulos eléctricos para poder trabajar con las ecuaciones anteriores. El gráfico 3.10 muestra cómo es la dependencia buscada.

$$\left. \begin{aligned} V_d &= V \cos(\theta_{elec}) \\ V_q &= V \sin(\theta_{elec}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \omega_{Rotor} = \frac{V \cos(\theta_{elec})}{n_P \Phi + n_P L_d \frac{V \sin(\theta_{elec})}{r_s}} \quad (3.3)$$

Según lo que se observa en 3.10, la variación de velocidad está en un intervalo de $\pm 115 \frac{rad}{seg}$. Hay que tener presente que el eje de abscisas de la figura 3.10 está en grados eléctricos. El valor para el corrimiento del encoder encontrado fue de 170 cuentas. Este valor equivale a 15° mecánicos. El mismo corresponde a 1° eléctrico. Si se busca en el gráfico 3.10, se puede ver que el corrimiento esperado para la velocidad del estacionario es de $115 \frac{rad}{seg}$. Como el rango de velocidades con el que se trabajó es el que se presenta en la tabla 3.3, esto también justificó el uso de la variable *EncShift* presentada en el apartado 3.3.1.

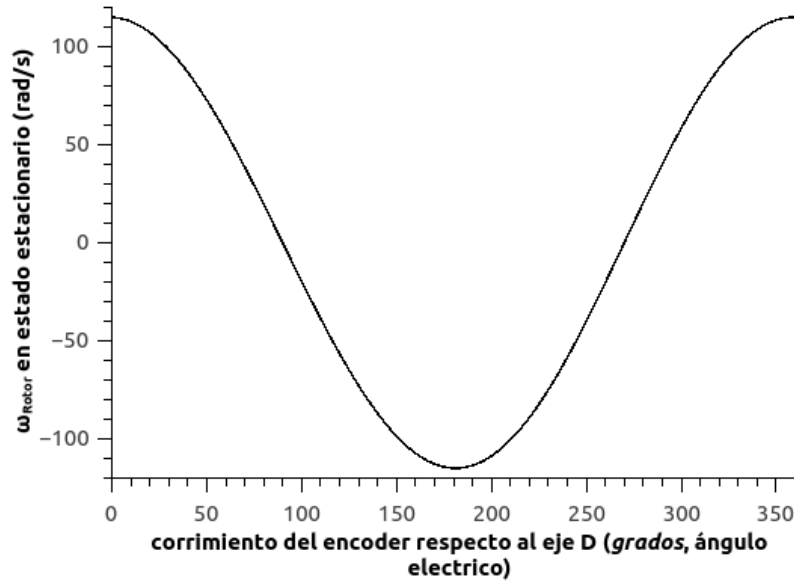


Figura 3.10: Corrimiento en la lectura de la velocidad angular como función de EncShift.

3.3.3. Ajuste de impedancia de entrada y flujo de acoplamiento magnético

Se espera que el algoritmo de control vea una impedancia de entrada al sistema distinta a la reportada en la hoja de datos del motor. El motivo de esto es que ahora se suma la lógica de conmutación del puente a la dinámica del sistema. Por otra parte, no se cuenta con datos del fabricante respecto al flujo de acoplamiento magnético de los imanes. Para obtener valores útiles de estos parámetros se midió la corriente RMS en una de las fases. Esto se hizo con una pinza amperométrica. Se comandó al motor para ser alimentado a diferentes tensiones. Se barrieron valores de V_q desde $500mV$ hasta $1200mV$. En cada estadio, se dejó que el sistema llegue al estacionario antes de tomar la medición de corriente. En este proceso se supuso que la lectura de corriente RMS se asocia completamente a la existente en el eje de Cuadratura. Esto se justificó en el hecho de que el motor y el encoder acoplados tienen una inercia combinada muy baja. Además de la falta de un torque de carga sobre el motor. Las mediciones de corriente y velocidad tomadas a distintas tensiones están presentadas en la tabla 3.3.

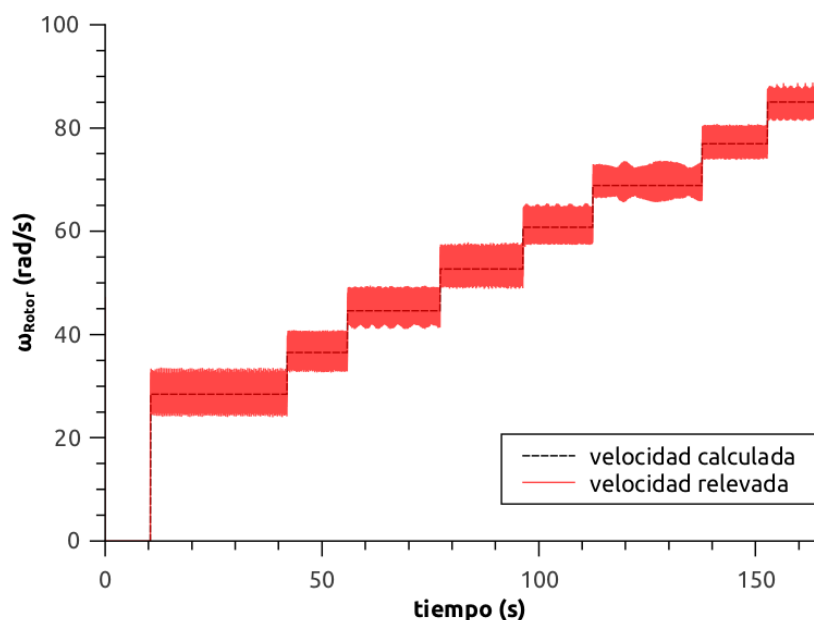
Los valores de la tabla 3.3 se usaron junto con la ecuación 3.4 para obtener una estimación de la resistencia aparente del estator r_s y Φ por mínimos cuadrados. Para esto se reemplazaron los valores hallados para V_q , i_q , n_P y ω_{rot} . Se armó el sistema 3.4 de 8 ecuaciones correspondientes, y se procedió a efectuar eliminación Gaussiana. Para esto se usó el software MatLab. Los valores encontrados fueron de $0,55\ ohms$ para R_s , y $6,22 \cdot 10^{-4} mV \cdot s$ para el flujo de acoplamiento magnético.

| V_q (mV) | ω_{Rotor} ($\frac{rad}{s}$) | i_{RMS} (A) | i_q (A) = $\sqrt{2} \cdot i_{RMS}$ (A) |
|------------|--------------------------------------|---------------|--|
| 500 | 20 | 0,59 | 0,83 |
| 600 | 25 | 0,73 | 1,03 |
| 700 | 30 | 0,92 | 1,30 |
| 800 | 40 | 1,09 | 1,54 |
| 900 | 50 | 1,28 | 1,81 |
| 1000 | 60 | 1,52 | 2,15 |
| 1100 | 70 | 1,76 | 2,49 |
| 1200 | 80 | 2,00 | 2,83 |

Tabla 3.3: Variables relevadas para ajuste de parámetros.

$$[V_q] = [r_s] [i_q] + n_P [\omega_{rot}] \Phi \quad (3.4)$$

La figura 3.11 muestra en contraste la estimación para la velocidad estacionaria (línea de puntos azul) contra la medida (línea llena roja). La velocidad estacionaria fue calculada usando los valores encontrados para ambos parámetros. Se toma la coincidencia entre estas gráficas como una validación del proceso llevado a cabo para estimar los valores buscados.

**Figura 3.11:** ω_{Rot} vs. t . Comparación de curvas medida y calculada.

3.3.4. Caracterización de la fricción

También de la tabla 3.3 puede obtenerse información acerca de los coeficientes de fricción estática y viscosa. Para entender cómo obtener esa información puede estudiarse el gráfico del Torque electromagnético *como función de* la velocidad angular. La

figura 3.12 muestra la forma típica de este tipo de gráficos.

Los valores de las corrientes del eje de Cuadratura de la tabla 3.3 fueron encontrados para estados estacionarios de velocidad. Bajo esa premisa se desarrolla la ecuación 3.5, considerando la ausencia de carga externa sobre el eje, $T_{carga} = 0$. Esto concluye con la relación dada por la expresión lineal 3.6.

$$\frac{d\omega_{Rot}}{dt} = \frac{1}{J} (T_{elec} - b\omega_{Rot} - f - T_{carga}) \quad (3.5)$$

$$T_{elec} = b\omega_{Rot} + f \quad (3.6)$$

$$T_e = K_t \cdot i_q \quad (3.7)$$

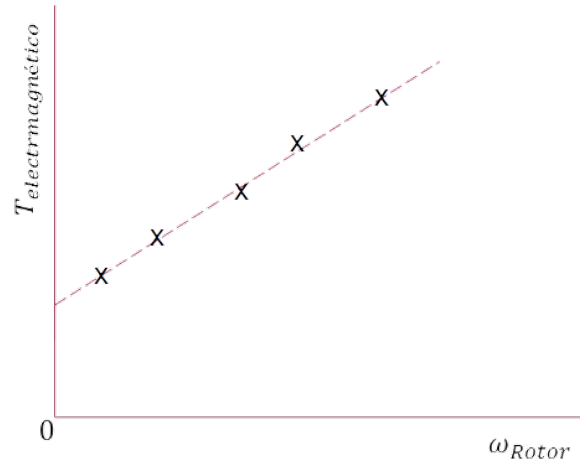


Figura 3.12: Gráfico típico de T_e vs. ω_{Rotor} .

Por otro lado, la teoría de Maquinas Eléctricas y la aplicación de la transformada Clarke-Park, enseñan que el torque electromagnético provisto por el motor se relaciona por la expresión 3.7 con la corriente de cuadratura. Esto permitió armar el gráfico 3.13 que relaciona la velocidad de rotación con la corriente en el eje de Cuadratura. Los valores de i_q fueron calculados a partir de las corrientes RMS medidas y se presentan en la tabla 3.3 de la sección anterior, ver última columna.

El valor de la corriente i_q necesaria para vencer a la fricción estática sale de la ordenada al origen del gráfico 3.13, que resulta ser $i_q^{min} = 0,48A$. El valor de *corriente mínima necesaria* se agregó durante los ensayos posteriores a los programas de control para hacer que el motor pueda entregar suficiente torque al momento de arrancar, y que no sea necesario esperar a que el integrador sume la cantidad de corriente necesaria. Este método evita un arranque brusco, que después el controlador tendría que compensar. El valor del coeficiente de fricción viscosa es la pendiente de la recta en 3.13. Se obtuvo un valor de $5,8 \cdot 10^{-5} N m s$ para este parámetro.

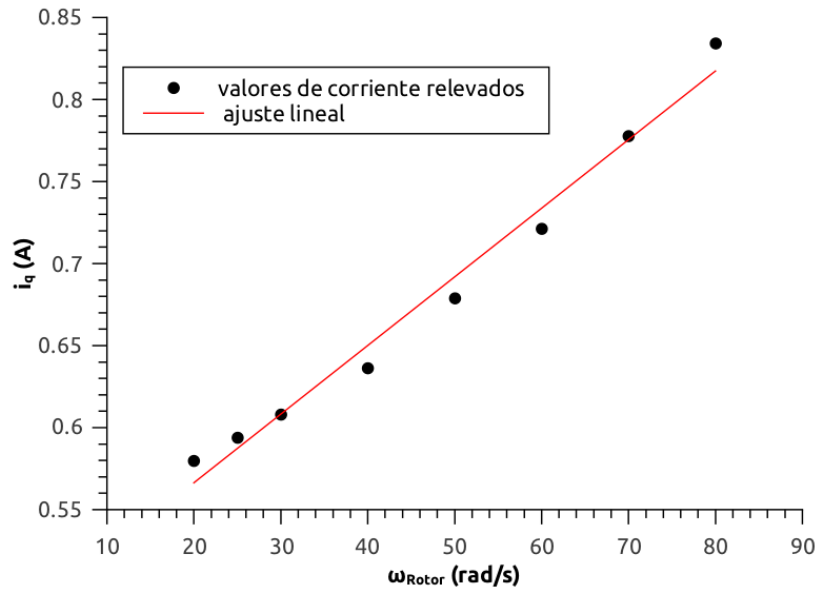


Figura 3.13: Gráfico de i_q vs. ω_{Rotor} .

3.3.5. Aproximación a un modelo de primer orden

Se aproximó el motor como un sistema de primer orden. Esto facilitó el trabajo en el entorno de MatLab. Se diseñaron los controladores PI con las herramientas para operar sobre sistemas LIT que brinda ese software. Los resultados del uso de control vectorial se presentan en el capítulo 4.

Lo primero que se identificó es la ganancia de la planta lineal. Para esto se procedió a relevar los valores de velocidad para distintas tensiones de alimentación V_q . Usando estos datos se armó un gráfico con la velocidad en las ordenadas y los voltajes correspondientes en las abscisas. Se aproximó con una recta la dependencia de la velocidad con la tensión. Estos resultados pueden verse en la figura 3.14.

La pendiente de la recta de aproximación es la ganancia utilizada para la función de transferencia entre el voltaje del eje de cuadratura y la velocidad del rotor. Esta ganancia resulta ser de $0,0736 \frac{rad}{mV \cdot s}$.

El segundo paso en la determinación de los parámetros de la planta consistió en averiguar el tiempo característico de respuesta τ_{mec} . Para esto se hizo un barrido de tensiones de alimentación V_q en el rango desde $1500mV$ hasta $3000mV$. Se observaron los valores de la velocidad graficados en función del tiempo. Los resultados se muestran en la figura 3.15.

Los escalones ensayados son uniformes. Por este motivo se decidió analizar sólo tres de ellos para obtener el tiempo característico buscado. Se trabajó con los correspondientes a las tensiones del eje de Cuadratura: $1600mV$, $2100mV$ y $2800mV$. Con la ayuda de la herramienta *cftool* se aproximó cada escalón por separado. Se usó la expresión 3.8, donde A y τ_{mec} son los parámetros a aproximar y x la abscisa. El valor

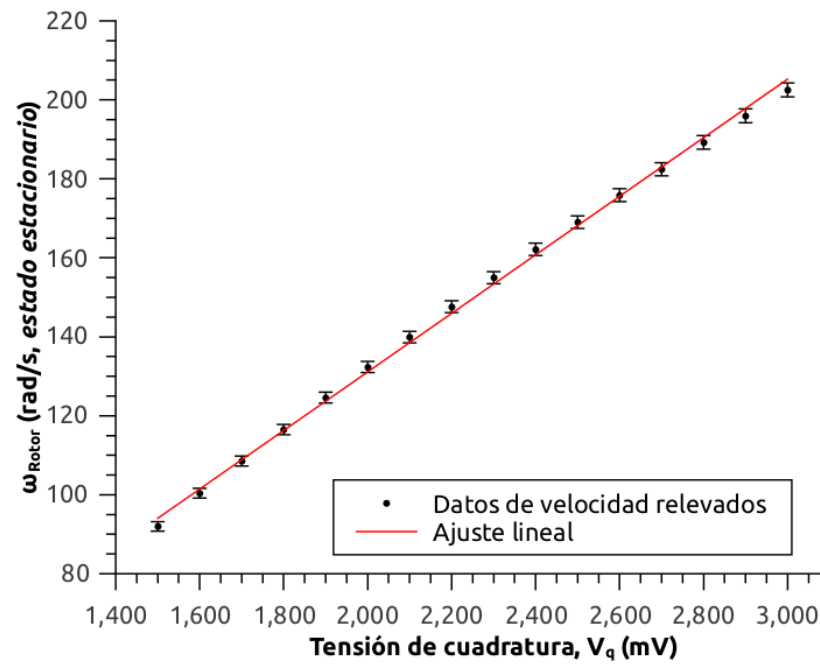


Figura 3.14: Gráfico para ω_{Rotor} vs. V_q .

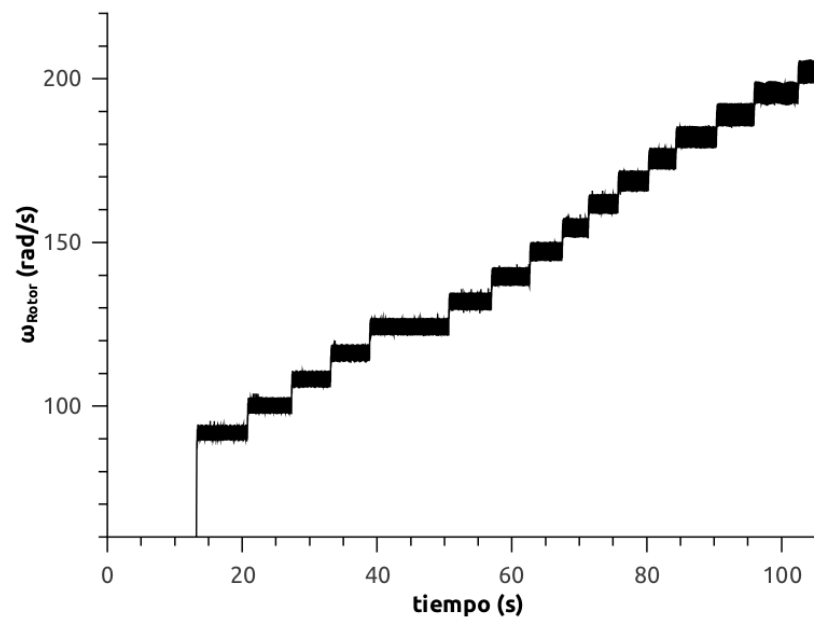


Figura 3.15: Gráfico para ω_{Rotor} vs. t .

buscado resultó ser $\tau_{mec} = 0,05 \text{ segundos}$.

$$A - A \cdot \exp\left(-\frac{x}{\tau_{mec}}\right) \quad (3.8)$$

El sistema de primer orden queda conformado como lo presenta la expresión 3.9. La misma convierte tensión de alimentación sobre el eje de cuadratura (mV) a valores de velocidad angular ($\frac{rad}{s}$). Esta función de transferencia es la que se utiliza en los modelos posteriores de SimuLink.

$$G_{sistema} = \frac{0,0736}{s + \frac{1}{0,05}} \quad (3.9)$$

Es útil comparar los tiempos característicos de respuesta en las partes mecánicas y eléctricas del sistema. En la sección 3.3.3 se ajustó el valor para la impedancia de entrada. Usando este parámetro, junto con el que se tiene para la inductancia, se calculó $\tau_{elec} = \frac{L}{R_s} = 1,2 \times 10^{-5} \text{ segundos}$. Esto significa que desde la perspectiva exterior al sistema, el comportamiento eléctrico es instantáneo. Esta ventaja es explotada en el trabajo del capítulo 4.

Capítulo 4

Control de posición

Hacia el final del capítulo 2, se presentaron resultados de simulación siguiendo la filosofía de control vectorial. Esos trabajos expuestos se desarrollaron siguiendo los lineamientos usados por la fuentes consultadas [10, 21]. En los casos de implementación por terceros, se contaba con el uso de sensores de corriente y encoders. Por lo general en este campo, las metodologías conocidas como *sensorless* hacen referencia a la falta del sensor de posición y al uso de sensores de corriente [11, 22]. Sin embargo, en este proyecto se optó por usar un enfoque distinto. Se decidió prescindir de los datos para la corriente y se usó sólo la información de posición para gestionar el algoritmo de control.

4.1. Perturbación de torque

Para realizar los primeros ensayos se usó la función *dq0.c*. Esta rutina ejecuta un lazo abierto de control. Las entradas en este caso son las acciones de control V_d , V_q y V_0 . Las componentes ingresadas eran transformadas a tensiones que manejaba el motor, como ya se explicó en el capítulo 3.

Una curva típica de las obtenidas como salida se presenta en la figura 4.1. Esta curva fue el resultado de usar una tensión de cuadratura $V_q = 400mV$. Se pudo observar la presencia de perturbaciones periódicas en las primeras pruebas que se realizaron de este tipo. Se procedió a estudiar este fenómeno previo al control de posición. La premisa fue que mejorando la calidad de la respuesta en velocidad se obtendría un algoritmo de control con mejor precisión.

La primera idea que surgió para explicar este fenómeno fue que se estaba tratando con algún tipo de fricción. Inicialmente se estuvo tentado a realizar un análisis de frecuencias por Fourier sobre la curva de velocidad. Pero esta idea perdió validez ya que cualquier pico observado en un espectro de potencia se movería al cambiar la velocidad de rotación. En su lugar se optó por trabajar con la información provista por el gráfico de velocidad. Lo que se hizo fue estudiar a la aceleración angular. El método

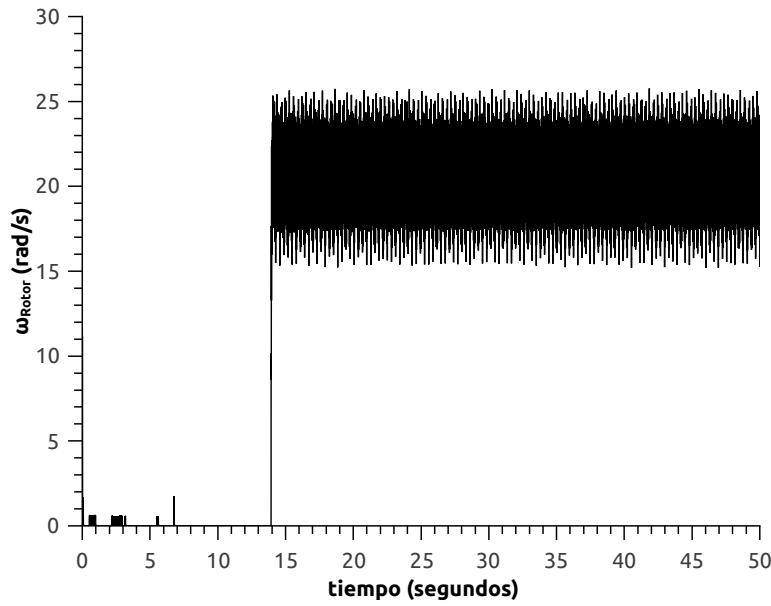


Figura 4.1: Curva típica de velocidad. En este caso para $V_q = 400mV$.

propuesto para caracterizar a la perturbación consistió en identificar alguna diferencia entre la aceleración angular obtenida y el valor esperado para la misma en base a las ecuaciones dinámicas del motor. Lo siguiente fue hacer ensayos a velocidad constante para estudiar la perturbación en el torque.

Por un lado se tomó la curva de velocidad y se la derivó en forma numérica. Estos resultados constituyeron un primer conjunto de datos para la aceleración. Se lo marca como “conjunto A” para hacer su referencia en alguna llamada posterior.

En otra instancia, se procedió a calcular una expresión para vincular la aceleración angular directamente con la velocidad relevada de los ensayos. Para conseguir esto la estrategia fue implementar la ecuación 2.35. Esta relaciona las variables dinámicas de interés. La aplicación en este caso resulta en la expresión 4.1. En el desarrollo de esta última se usó el hecho de que no hubo torque externo actuando sobre el eje durante las pruebas.

$$\frac{d\omega_R}{dt} = \frac{1}{J} (T_{elec} - b\omega_R) \quad (4.1)$$

Se usó la expresión para el torque electromagnético como función de la corriente de cuadratura 3.7 en la expresión 4.1. Esto resultó en la nueva ecuación 4.2.

$$\frac{d\omega_R}{dt} = \frac{1}{J} (K_t i_q - b\omega_R) \quad (4.2)$$

La dinámica de las variables eléctricas del sistema es tres ordenes de magnitud más rápida que la parte mecánica del mismo. Esto se demostró en la sección 3.3 del capítulo 3. Esto justificó aplicar la suposición de estado estacionario para la corriente mientras

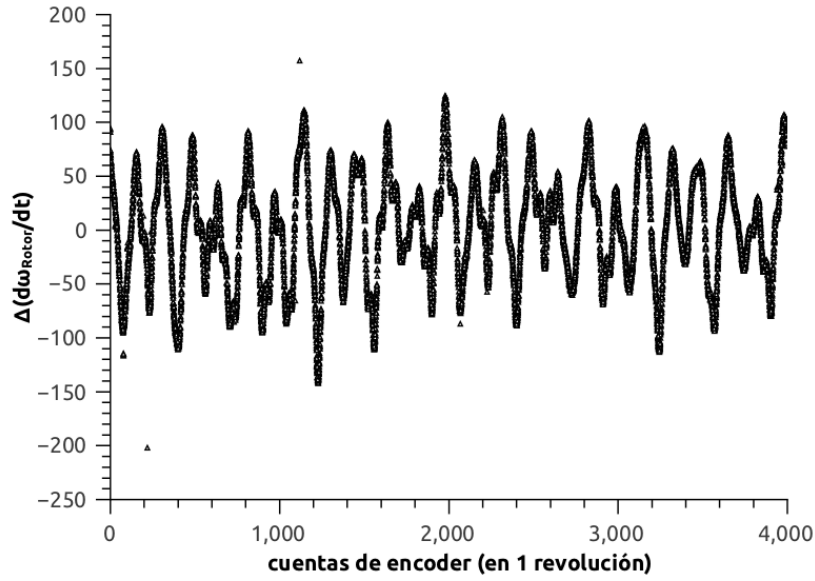


Figura 4.2: Curva para comparación de aceleraciones, $\Delta \left(\frac{d\omega_R}{dt} \right)$. En este caso para $V_q = 400mV$.

que la velocidad aún se encontraba evolucionando. Con esto presente se trabajó sobre la ecuación 2.33. Lo que permitió obtener la expresión para la corriente de cuadratura en la forma de 4.3.

$$i_q = -\frac{n_P \omega_R \Phi}{r_s} + \frac{V_q}{r_s} \quad (4.3)$$

Se reemplazó esta expresión de i_q en la ecuación 4.2 para encontrar una fórmula que permitiera expresar el valor de la aceleración angular como una función de la velocidad. La expresión resultante fue la 4.4. Este es un segundo conjunto de valores para la aceleración angular. Se lo llama “conjunto B”.

$$\frac{d\omega_R}{dt} = -\left(\frac{K_t n_P \Phi}{J r_s} + \frac{b}{J} \right) \omega_R + \frac{K_t}{J r_s} V_q \quad (4.4)$$

Se puede proponer la interpretación de que los conjuntos A y B representan a las aceleraciones medidas y esperadas, respectivamente. Los conjuntos del tipo A se obtuvieron de la evolución de las curvas de velocidad, mientras que los valores del tipo B surgieron de la predicción hecha por el modelo del motor.

Luego se procedió a comparar los valores entre las aceleraciones de los conjuntos A y B. Para esto se restó los valores de la aceleración obtenidos. Los resultados se presentan en la figura 4.2.

A simple vista pueden contarse 24 picos por cada vuelta del motor. El número de picos observados en la gráfica 4.2 coincide con la cuenta de bobinas que posee el estator. Esto hizo sospechar que las oscilaciones presentes en las curvas de velocidad tenían su origen en los bobinados concentrados del motor. La explicación propuesta fue que la variación de la reluctancia en el *air gap* hace que la posición del rotor tenga lugares

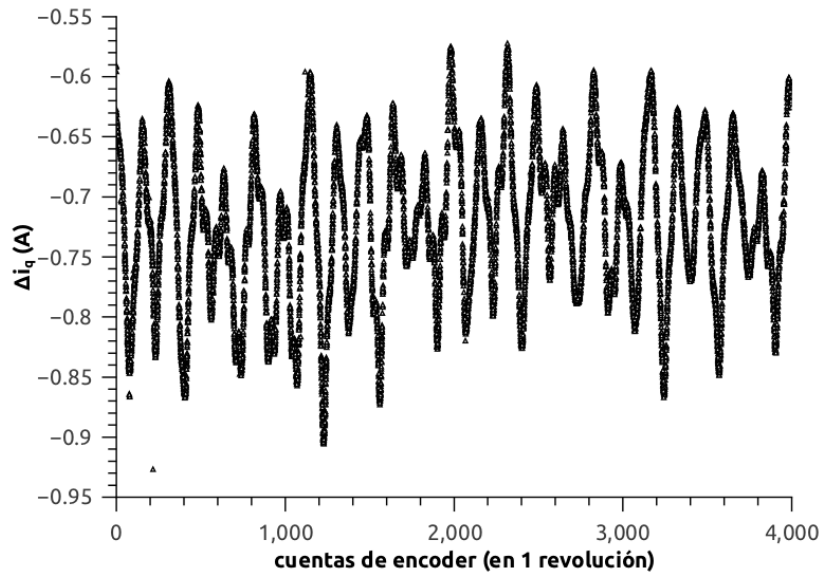


Figura 4.3: Curva con los valores suplementarios Δi_q en función de la posición sobre la circunferencia del motor. En este caso para $V_q = 400mV$.

preferenciales. Este fenómeno puede “sentirse” girando el eje con la mano. Entonces las posiciones que toma el rotor no son un continuo. El mismo adquiere configuraciones que dependen de la interacción imán-herradura. También se observa que la amplitud varía de forma aleatoria. Probablemente eso se deba a diferencias en los arrollamientos de los bobinados.

El objetivo que se buscó desde un principio fue implementar una corrección para la velocidad. Surgió entonces la idea de identificar una fórmula que expresara a un $\Delta(i_q)$ como función de la velocidad angular. Este parámetro sería luego usado para compensar la acción de control. Con este objetivo en mente, se desarrolló la ecuación 4.5 a partir de la 4.1.

$$i_q = \frac{J}{K_t} \left(\frac{d\omega_R}{dt} + \frac{b}{J}\omega_R \right) \quad (4.5)$$

Lo que se pretendió fue suplementar al algoritmo con la diferencia necesaria de i_q para compensar las perturbaciones en el torque. Para esto se procedió a modificar la expresión 4.5, lo que resultó en la 4.6.

$$\Delta i_q = \frac{J}{K_t} \left(\Delta \left(\frac{d\omega_R}{dt} \right) + \frac{b}{J}\omega_R \right) \quad (4.6)$$

La figura mostrada en 4.3 es la representación gráfica del modelo para una corriente de compensación dada por la 4.6.

La función periódica mas simple que podía proponerse era una sinusoidal. Además como el fenómeno tenía una dependencia con la velocidad no se justificó usar algo mas complicado. Fue necesario ajustar la misma en amplitud y fase para hacer coincidir

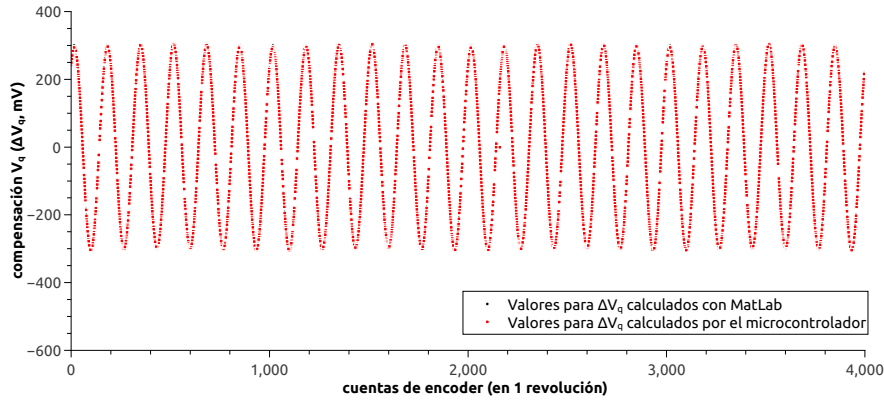


Figura 4.4: Verificación de los valores calculados para ΔV_q .

los picos contabilizados. Por otro lado, V_q fue la acción de control que se ejerció sobre el motor. De acuerdo con esto la compensación propuesta tomó la forma mostrada en 4.7.

$$V_q^{comp} = Amp \cdot \sin\left(\frac{\text{posición} - Fs}{4000 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 24}\right) \quad (4.7)$$

En la función 4.7 se implementó la posición en cuentas de encoder. Además se necesitó que la compensación actuara sobre cada uno de los 24 picos observados. Esto justificó las cifras en el denominador del argumento para el seno. Por otra parte la amplitud se ajustó en mV siguiendo las unidades utilizadas en la programación de las rutinas en C. La fase, en cuentas de encoder, se ajustó haciendo pruebas hasta lograr minimizar la magnitud de las oscilaciones.

Se pudo obtener una estimación inicial para la amplitud de la corrección 4.7 observando el gráfico de la figura 4.3. Se tomaron los límites de esa gráfica y, usando el valor de resistencia ajustado en la sección 3.3.3, se usó la Ley de Ohm y se encontró que $-300mV \lesssim V_q^{comp} \lesssim -450mV$. Las pruebas realizadas mostraron que los valores que ofrecieron la mejor corrección fueron $Amp = -300mV$ y $Fs = -95cuentas$.

Se verificó que la programación en el micro correspondiente a la corrección propuesta se estuviera calculando correctamente. Para esto se movió el rotor con la mano y se registraron los valores de V_A , V_B y V_C . Con estas tensiones de fases, se reconstruyó la corrección en V_q provista por el micro la cual fue comparada con la señal esperada calculada aparte con el software MatLab. Ambas señales se muestran en la figura 4.4, donde puede verse que se solapan. Por lo tanto se concluyó que el micro estaba calculando la corrección acorde a lo esperado.

La figura 4.5 muestra la gráfica de velocidad donde se logró reducir la oscilación. El gráfico corresponde a la tensión de alimentación $V_q = 400mV$. Se observan 4 estados en la gráfica. El primero corresponde al algoritmo sin usar el suplemento para la acción de control. En este tramo la amplitud de las oscilaciones estuvieron en 10 cuentas. Los dos tramos intermedios corresponden al período de 10 segundos que se tardó en cargar los

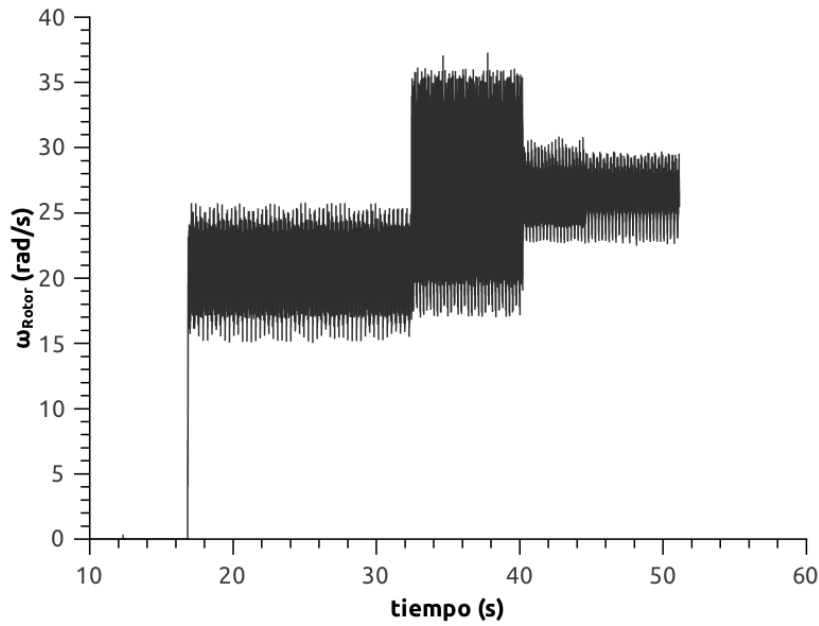


Figura 4.5: Aplicación de suplemento para V_q .

parámetros para la corrección. En este tipo de ensayos, los parámetros se ingresaban por teclado. Por esta razón no merecen mayor atención. El efecto de implementar el aporte para V_q puede observarse hacia el final de la curva. La amplitud de las oscilaciones se redujo a 6 cuentas.

4.2. Control de velocidad

Se ajustó el lazo de velocidad para trabajar con un controlador de tipo proporcional. Para esto se implementó la rutina de *C foc_CntrlVel.c*. La gráfica 4.6 muestra un barrido que se hizo para determinar esa ganancia. Esto fue realizado manteniendo una referencia de velocidad constante de $20 \frac{rad}{s}$. Durante este ensayo no se ejecutó la corrección propuesta en la sección 4.1.

Los escalones vistos en la curva 4.6 corresponden a las ganancias de proporcionalidad 0, 5, 10, 20, 30, 40 y $30 \frac{mV \cdot s}{rad}$ nuevamente. Se observó que las amplitudes de los escalones se mantuvieron constantes en 5 cuentas para los valores de ganancias más bajos. Ya para una ganancia proporcional de $40 \frac{mV \cdot s}{rad}$ la oscilación aumentó su amplitud a 7 cuentas. Esta tendencia se mantenía al continuar subiendo la ganancia. Por lo tanto la ganancia proporcional del lazo de velocidad se fijó en $K_{P\omega_R} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$. La elección quedó justificada por el compromiso de buscar el menor error de estado estacionario y la menor influencia de la perturbación. Las unidades de las ganancias se determinaron a partir de su implementación en los algoritmos de control. El error de estado estacionario para el lazo de velocidad quedó en $3 \frac{rad}{s}$. Este fue el valor definitivo de $K_{P\omega_R}$ implementado en las pruebas para el resto del trabajo.

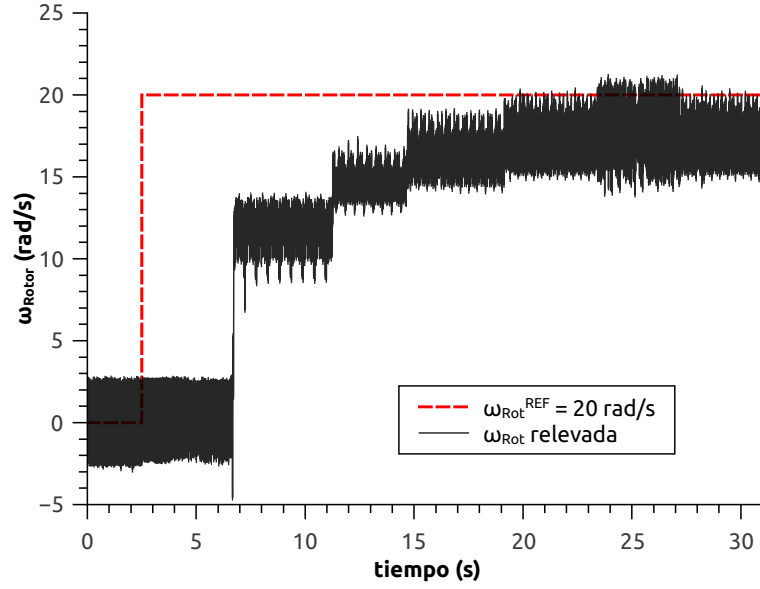


Figura 4.6: Barrido de ganancias para el lazo de velocidad.

Se hicieron pruebas con el lazo de velocidad. Uno de esos resultados se muestra en la figura 4.7. La magnitud de las oscilaciones fue de $5 \frac{rad}{s}$ en las zonas donde el lazo de velocidad puede vencer el efecto de la saliencia del estator. Particularmente esto se cumplió para velocidades superiores a los $10 \frac{rad}{s}$. Esto fue acorde a lo observado con anterioridad durante la determinación de $K_{P\omega_R}$. Se concluyó que esta velocidad representa una cota inferior para el lazo de control.

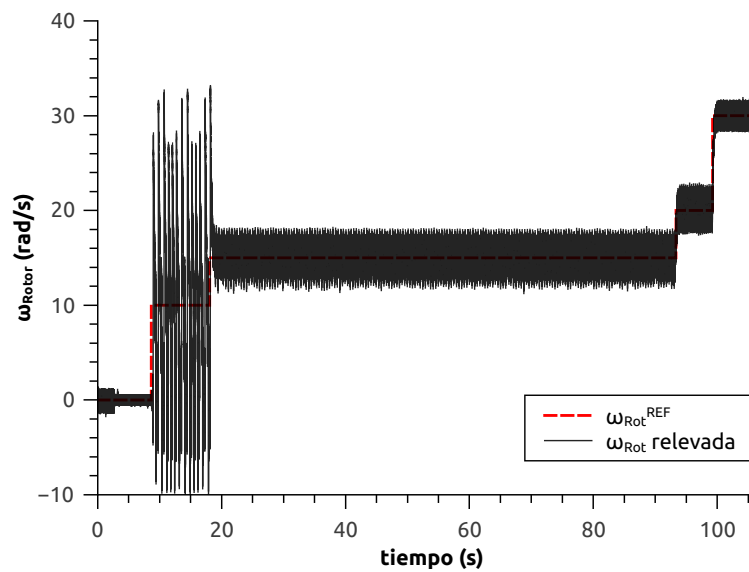


Figura 4.7: Lazo de velocidad con ganancia $K_{P\omega_R} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$.

Se hizo otra prueba del sistema, pero esta vez se usó la compensación para V_q

calculada en la sección 4.1. La figura 4.8 muestra uno de los ensayos correspondientes. En este caso, la amplitud de las oscilaciones se redujo a $3\frac{rad}{s}$. También se cumplió el mismo comportamiento observado con anterioridad para velocidades inferiores a $10\frac{rad}{s}$. Se concluyó que el controlador no podía atenuar lo suficiente el efecto de la interacción entre imán y estator. El tiempo de muestreo utilizado pudo haber sido la causa condicionante de ese comportamiento.

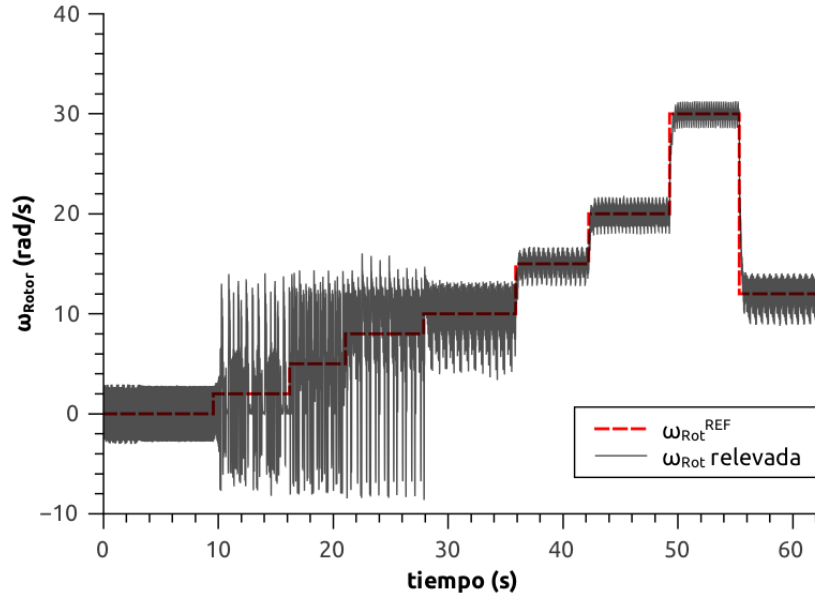


Figura 4.8: Lazo de velocidad con ganancia $K_{P\omega_R} = 30\frac{mV \cdot s}{rad}$ y compensación para V_q .

4.3. Control de posición

Lo siguiente fue implementar el lazo para controlar la posición del rotor. Para esto se inició el estudio proponiendo un controlador proporcional. La ganancia utilizada para esta etapa y posteriores, hasta que se indique su cambio, fue de $K_{P_{pos}} = 100 \frac{rad}{s \cdot rad}$. Los resultados se muestran en el gráfico 4.9. Se aprovechó el mismo ensayo para probar el efecto de usar la compensación para V_q . La flecha marca el instante en que se activó el suplemento para la acción de control. Antes de ese momento en la gráfica, las oscilaciones en el tope de los escalones llegaron a ser de 20 cuentas. En estos mismos lugares, el error de estado estacionario fue de 50 cuentas. Esto cambió luego que fue aplicada la corrección para V_q . En esta situación la amplitud de las oscilaciones se incrementó a 50 cuentas. Aunque el error de estado estacionario disminuyó a 20 cuentas.

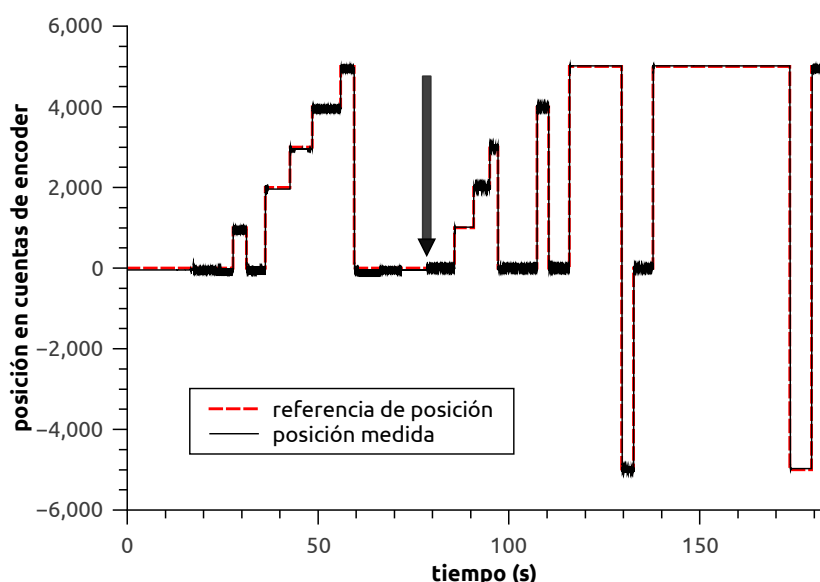


Figura 4.9: Lazo para posicionamiento con ganancia $K_{P_{pos}} = 100 \frac{rad}{s \cdot rad}$.

4.3.1. Seguimiento de rampa

La figura 4.10 muestra el ensayo de seguimiento a una rampa. En este caso se trató de una rampa con pendiente de $400 \frac{cuentas}{s}$. Lo que corresponde a 1 vuelta de encoder cada 10 segundos. El error de estado estacionario fue de 224 cuentas. El compensador de posición no poseía un término integrador para el error. También pudo observarse la acción de los campos magnéticos de los imanes permanentes del rotor. Esto apareció como pequeños escalones en el seguimiento de la rampa. La figura 4.11 permite observar a los mismos con más detalle. Estos saltos tienen asociadas oscilaciones con una amplitud pequeña en comparación con la escala de la rampa.

Otra prueba consistió en agregar el término de corrección propuesto en la expresión 4.7 para V_q . Esto se justificó al simular en MatLab la perturbación de torque en el sistema. La figura 4.12 muestra la respuesta de la planta lineal 3.9 más la perturbación

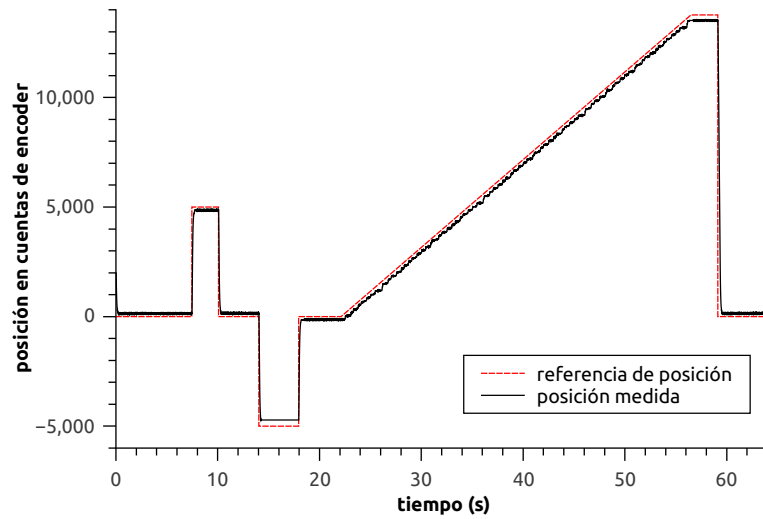


Figura 4.10: Seguimiento de rampa. Sin compensación para V_q .

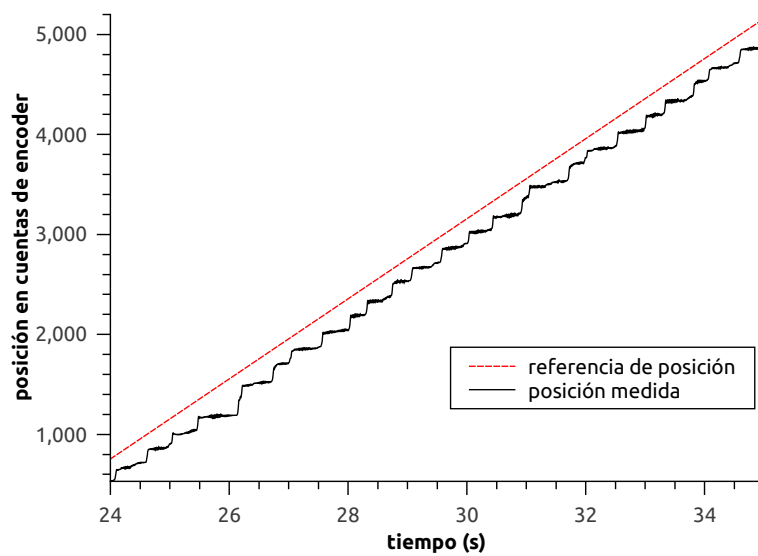


Figura 4.11: Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.10.

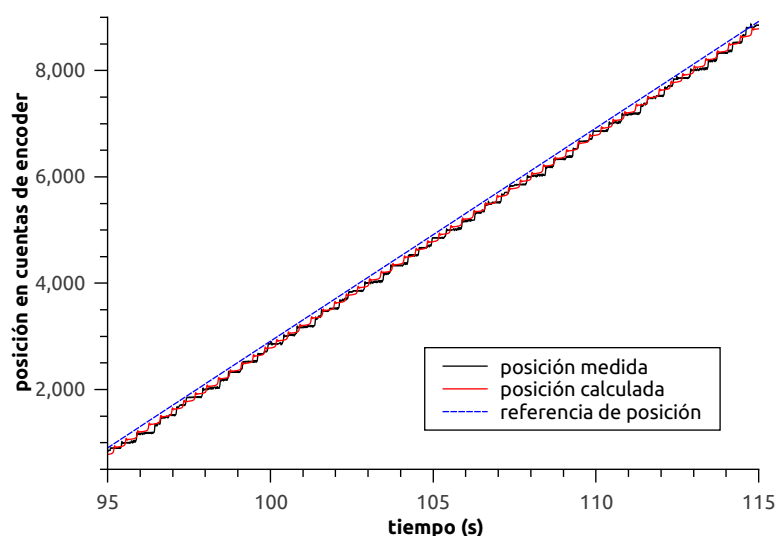


Figura 4.12: Identificación de zonas inestables para posicionar el rotor.

modelada. Esta última fue simulada en base al modelo sinusoidal propuesto para la variación de V_q en la sección 4.1. Esto se probó otra vez con la rampa de $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. La figura 4.13 muestra los resultados obtenidos. Se observó que el error de estado estacionario no cambió de manera significativa, aunque aumentó ligeramente. El mismo quedó en 249 cuentas de encoder. Sin embargo se observó que el uso del suplemento a V_q modificó la frecuencia de oscilaciones que se habían observado en los escalones de la figura 4.11.

Se llevó a cabo otro ensayo donde se utilizó una corriente de cuadratura auxiliar para vencer el efecto de la fricción seca que pudiera existir. El valor implementado fue $i_q^{min} = 0,48A$. Los resultados se dan en el gráfico 4.14. La elección para la misma estuvo basada en el concepto expuesto en la sección 3.3.4. Esto se justificó con el hecho de que el motor posee una fricción muy baja. Para este caso el error de estado estacionario disminuyó a 66 cuentas. Se pudo observar que la amplitud de las oscilaciones en los escalones aumentó en comparación con los casos previos. Esto se muestra en la figura 4.15 donde se presenta la ampliación correspondiente. En este gráfico se da el eje de las ordenadas con el mismo rango de valores para que pueda compararse con los datos de la figura 4.11.

También se estudió el efecto de usar en simultáneo los suplementos para V_q e i_q^{min} . Los resultados se muestran en la figura 4.16. El error de estado estacionario disminuyó a 24 cuentas. La figura 4.17 sirve para comparar la evolución de esta respuesta con la de los casos anteriores. Si bien el error estacionario de seguimiento disminuyó, se aprecia que las oscilaciones aumentaron.

Se quiso ver el efecto que tenía la corriente mínima de arranque (i_q^{min}) sobre las oscilaciones de los escalones en la rampa. La próxima prueba consistió en ver el efec-

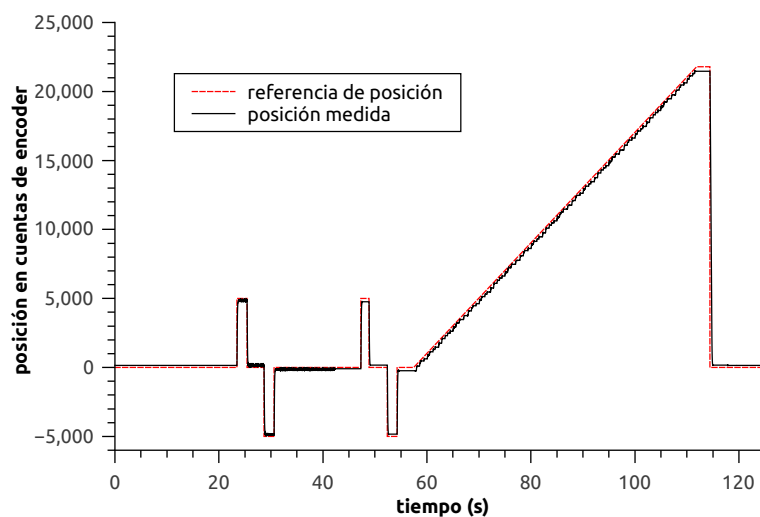


Figura 4.13: Seguimiento de rampa. Con compensación para V_q .

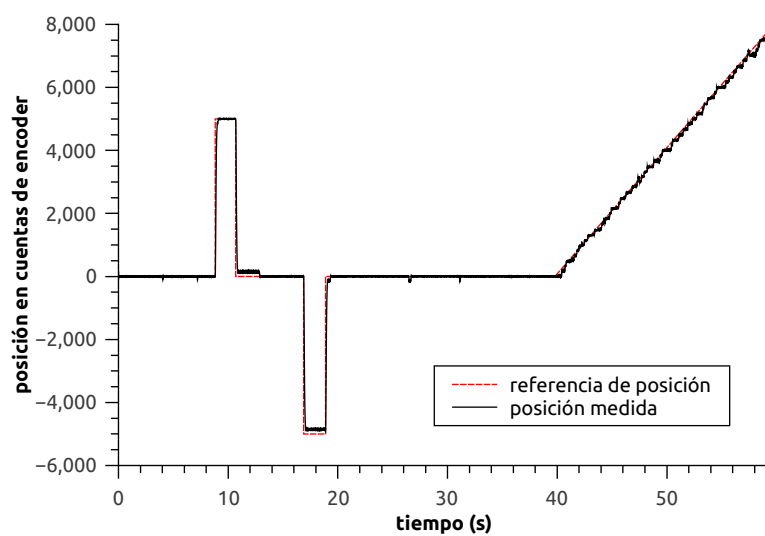


Figura 4.14: Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0,48A$.

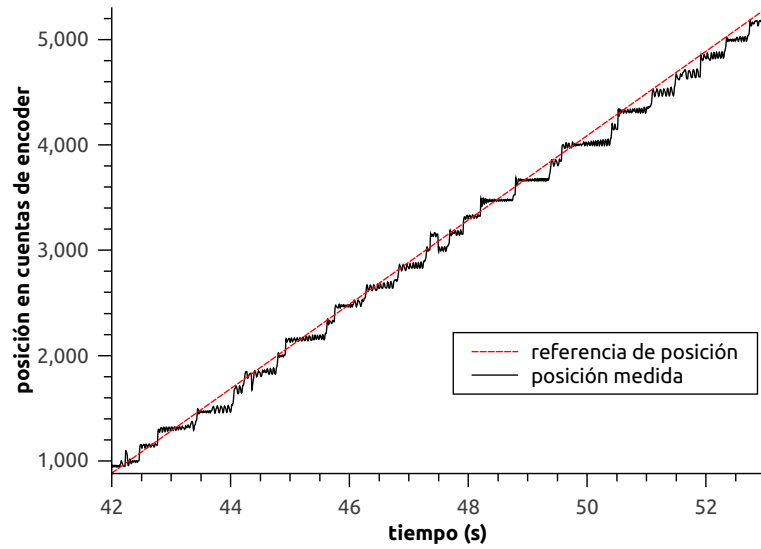


Figura 4.15: Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.14.

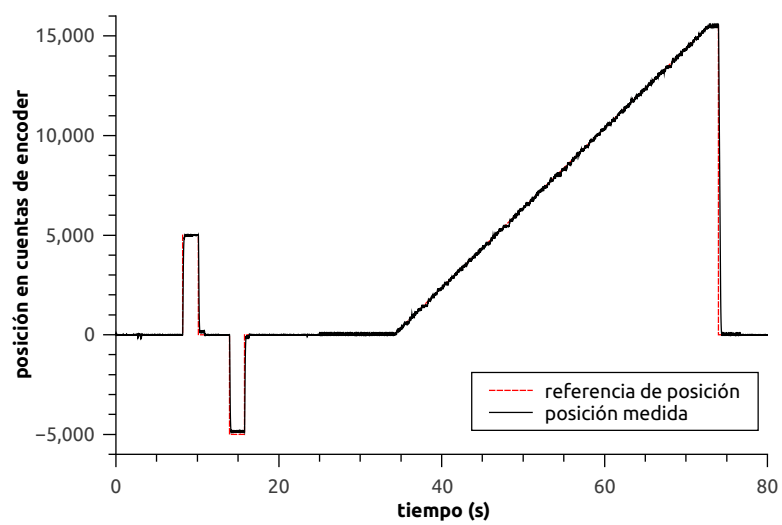


Figura 4.16: Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0, 48A$ y compensación para V_q .

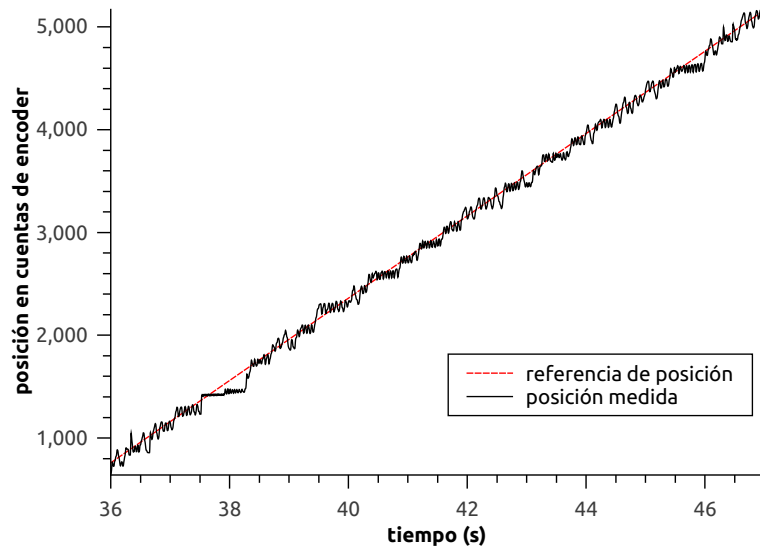


Figura 4.17: Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.16.

to de reducir a la mitad el aporte este parámetro. Esta prueba también contó con el suplemento de V_q . El resultado de la experiencia se muestra en la figura 4.18. Las oscilaciones no tienen la presencia del caso anterior. Además el error de estado estacionario aumentó a 112 cuentas. El detalle de los escalones se muestra en la figura 4.19.

Hasta acá se intentó controlar la posición del motor usando controladores proporcionales y compensaciones para la perturbación. Ya desde el estudio del control de velocidad se vió la dificultad de lograr esto. Principalmente debido a la perturbación de torque que sufre el motor. Esto se observó en las vistas de detalle de las rampas. En estas pueden verse la existencia de zonas inestables donde el rotor salta de posición. Por eso los compensadores oscilan y no logran estabilizar la posición. El efecto es peor con rampas más lentas, de menor pendiente. Así que se estudiaron dos tipos de correcciones para intentar minimizar la perturbación. La primera actuó sumada a la acción de control V_q queriendo anticiparse al fenómeno. La segunda impuso una corriente mínima de arranque con la idea de vencer el efecto de la fricción seca. Usar una i_q^{min} sola tuvo la consecuencia de aumentar las oscilaciones del rotor cada vez que los imanes se encontraban en una posición estable. Estas oscilaciones no fueron críticas para el posicionamiento, como si lo hicieron las zonas donde aparecen los bordes de los escalones. Además estas vibraciones están en el rango audible cuando se trabaja con el motor. Las pruebas mostraron que se obtiene menor error de estado estacionario usando ambos suplementos. Sin embargo, las oscilaciones fueron mínimas cuando se usó la corrección 4.7 sobre la tensión de cuadratura. Usar una corriente de arranque más baja ofrece mejores resultados para hacer un seguimiento de referencia.

Para concluir, se presenta la tabla 4.1 donde se resumen los datos obtenidos para las pruebas realizadas. También se dan los datos de valores máximos alcanzados por la

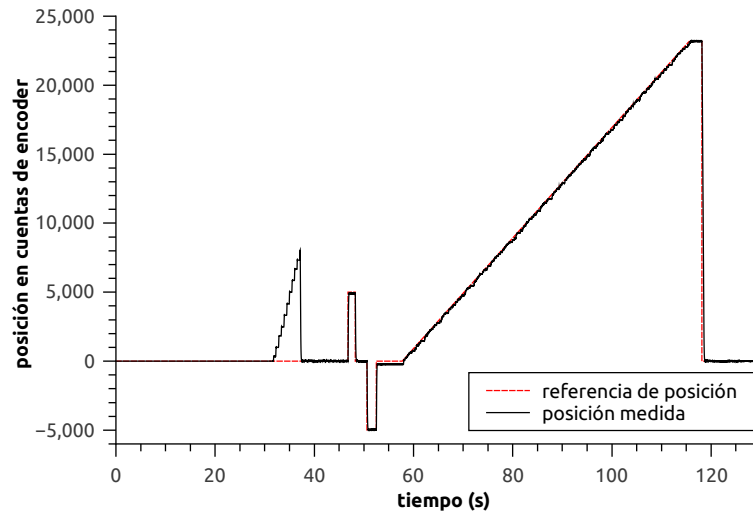


Figura 4.18: Seguimiento de rampa. Usando $i_q^{min} = 0,24A$ y compensación para V_q .

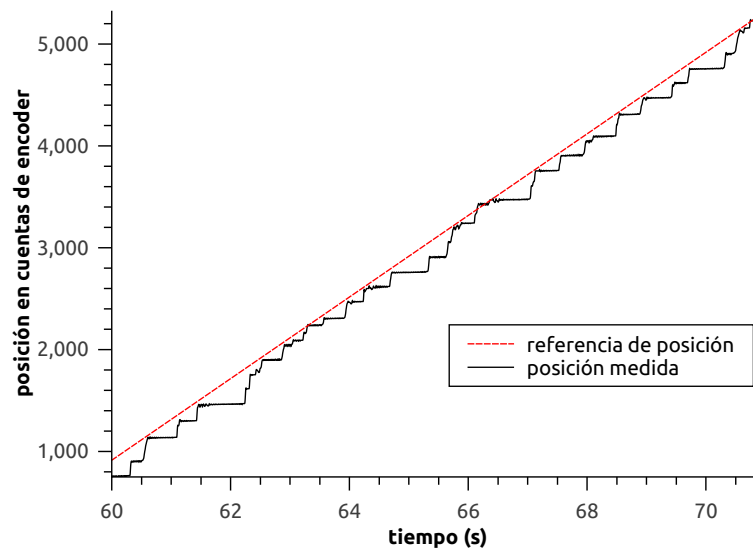


Figura 4.19: Ampliación para el seguimiento de la rampa en la figura 4.18.

acción de control V_q . Los archivos de datos se adjuntan en el apéndice electrónico del trabajo.

| Archivos | Suplemento a la compensación | Amplitud de oscilaciones en escalones (<i>cuentas</i>) | Amplitud $pk - pk$ V_q (mV) | Error en el seguimiento (<i>cuentas</i>) | | |
|------------------|-------------------------------------|---|----------------------------------|--|-----------|----------|
| | | | | medio | mínimo | máximo |
| log_2016_08_31_2 | Ninguno | 30 | 760,9641 | 224,3919 | 92,8656 | 413,1988 |
| log_2016_08_31_3 | V_q | 20 | 729,9489 | 248,8140 | 70,6624 | 451,1912 |
| log_2016_08_31_4 | i_q^{min} | 90 | 1978,7213 | 65,8878 | -125,3164 | 291,2412 |
| log_2016_08_31_5 | $V_q \setminus i_q^{min}$ | 200 | 1986,9228 | 24,2758 | -151,7016 | 225,8092 |
| log_2016_08_31_6 | $V_q \setminus \frac{i_q^{min}}{2}$ | 180 | 1346,6421 | 112,3597 | -47,3576 | 338,9180 |

Tabla 4.1: Tabla con resultados para el seguimiento a rampa de pendiente $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$.

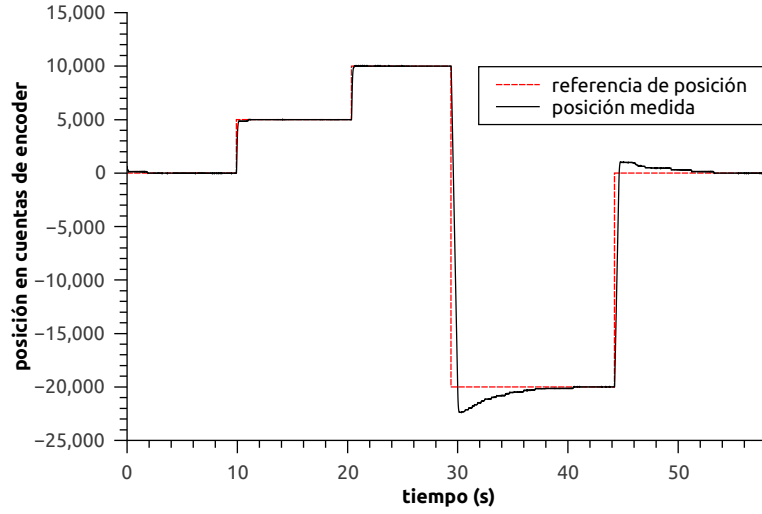


Figura 4.20: Uso de integrador $K_{Iw_R} = 10mV$. *Anti-wind up* regulado por $i_q^{SAT} = 5A$.

4.3.2. Uso de Integrador en el lazo de velocidad

Después de explorar la eficacia de los controladores proporcionales, se hicieron pruebas agregando un integrador al lazo de velocidad. En los primeros ensayos se observó que convenía bajar la ganancia del lazo de posición. Así que la misma quedó en $K_{P_{pos}} = 30 \frac{rad}{s \cdot rad}$. La ganancia del proporcional de velocidad continuó en $K_{P_{\omega_R}} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$. Luego de realizar algunas pruebas la constante del integrador se fijó en $K_{Iw_R} = 10mV$. En lo que sigue las constantes de los lazos no fueron modificadas. En estas pruebas sólo se agregó el uso de una $i_q^{min} = 0,24A$ para el arranque.

Se probó usar un tope por saturación para la corriente de cuadratura i_q . Inicialmente se dejó la corriente de saturación en $i_q^{SAT} = 5A$. Se implementó un *anti-wind up* para el integrador. Este consistió en un cese del elemento integrador en el momento que se alcanzaba la corriente i_q de saturación. El integrador se volvía a activar una vez que disminuía la corriente de cuadratura por debajo del umbral de saturación. El resultado de esta prueba se presenta en la figura 4.20. El error estacionario para el perfil de posición ensayado fue de 6 cuentas. Se observó que el comportamiento de *wind up* del integrador es importante. Esto puede verse en los escalones mayores en la gráfica 4.20. Por este motivo se decidió reducir el valor para la corriente de saturación.

El siguiente ensayo consistió en reducir la corriente de saturación a $i_q^{SAT} = 3A$. La respuesta obtenida del sistema se da en la figura 4.21. El perfil carece del defecto debido al integrador que se observó en el caso anterior. En esta prueba el error estacionario en los escalones fue de 5 cuentas.

En la figura 4.22 se presenta el seguimiento a la rampa de pendiente $400 \frac{cuentas}{s}$. En base a los resultados anteriores, se fijó que la corriente i_q^{SAT} no superase los 3A. Para este caso el error medio en el seguimiento de la rampa fue de 12 cuentas. El motivo del

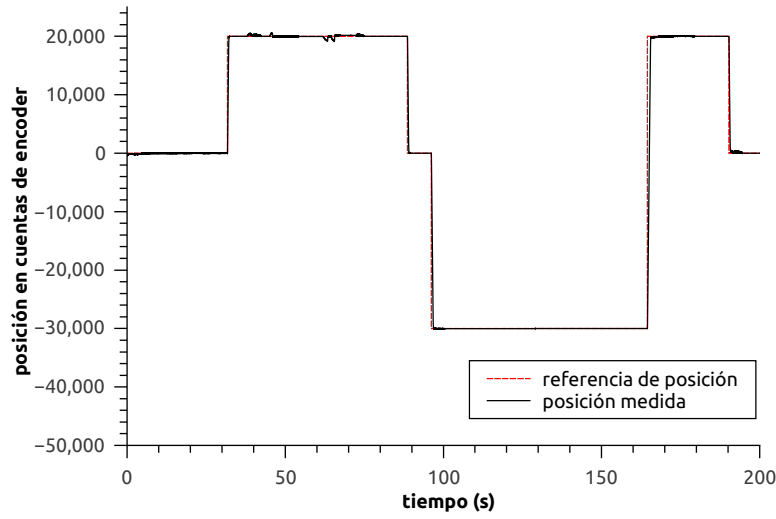


Figura 4.21: Seguimiento de escalón usando $K_{I\omega_R} = 10mV$. *Anti-wind up* regulado por $i_q^{SAT} = 3A$.

error continuó siendo el efecto de la saliencia en el estator que da lugar a las posiciones inestables mostradas en la sección anterior. En el resto del ensayo, fuera de la rampa, el error estacionario disminuyó a 4 cuentas.

Con el uso del integrador de velocidad se bajó el error estacionario de posición. Usando el integrador se logró el seguimiento de la rampa con 12 cuentas de error, en comparación con la sección anterior, donde el error más chico alcanzado fue de 24 cuentas. Sin embargo, los puntos de inestabilidad siguen apareciendo. Resulta ineficiente usar el integrador de velocidad para contrarrestar esta particularidad del motor.

4.3.3. Uso de Integrador en el lazo de posición

Se probó el controlador integral solo para el lazo de posición. Las ganancias proporcionales continúan como en las secciones anteriores: $K_{P_{pos}} = 30 \frac{rad}{s \cdot rad}$ y $K_{P\omega_R} = 30 \frac{mV \cdot s}{rad}$.

La figura 4.23 muestra los resultados de la prueba utilizando la ganancia $K_{I_{pos}} = 10 \frac{1}{s^2}$. En este caso no se usó el suplemento de la corriente mínima de arranque i_q^{min} . El error de estado estacionario fue de 20 cuentas. Lo siguiente fue probar una constante de integración para el error más alta.

Se aumentó la ganancia de posición a $K_{I_{pos}} = 50 \frac{1}{s^2}$. También se agregó al algoritmo de control una $i_q^{min} = 0,24A$. Los resultados aparecen en la figura 4.24. Así se logró reducir el error medio estacionario a 2 cuentas pero sólo en las zonas estables. Para las posiciones inestables se observó un comportamiento del tipo oscilante, alternando entre dos ubicaciones contiguas a la buscada. Y esto acompañado de oscilaciones de mayor amplitud a las tratadas previamente.

En la siguiente prueba se aumentó el valor para la corriente de arranque. Esta

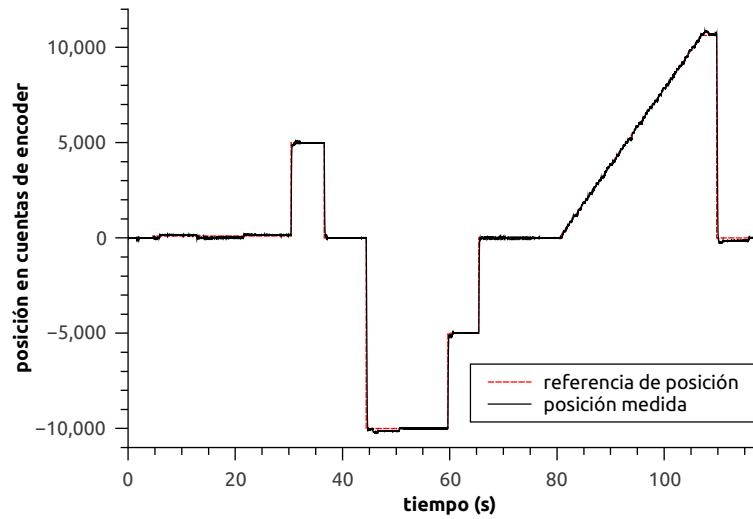


Figura 4.22: Seguimiento de rampa con integrador de velocidad. $i_q^{SAT} = 3A$.

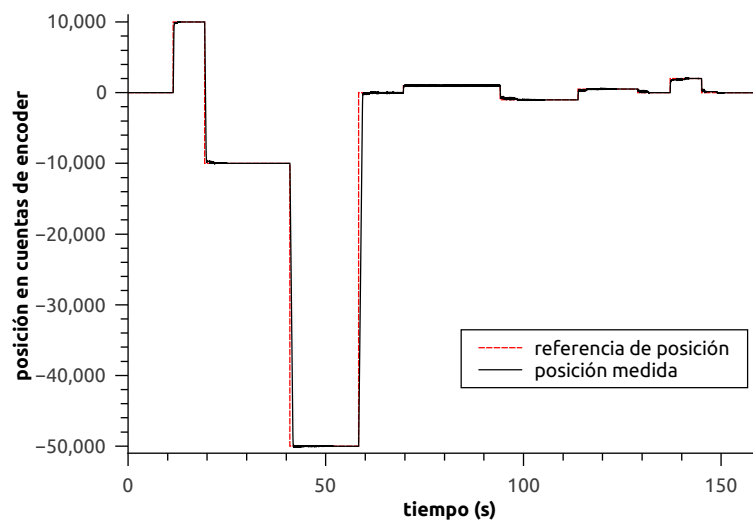


Figura 4.23: Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I_{pos}} = 10 \frac{1}{s^2}$.

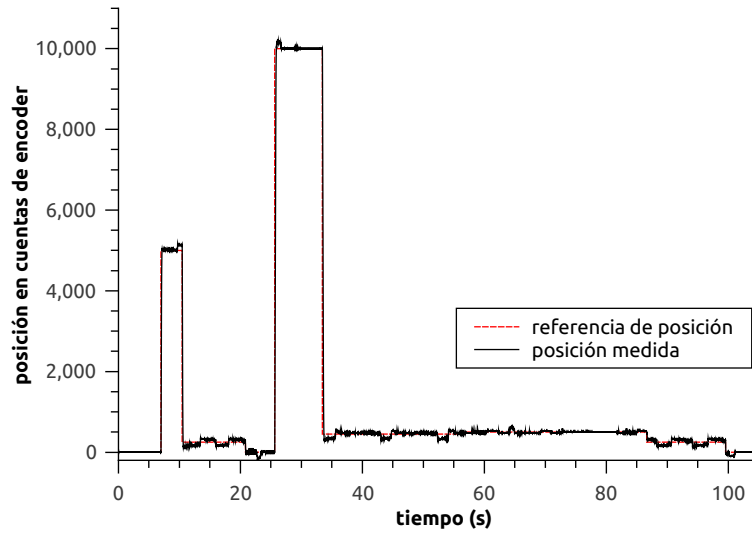


Figura 4.24: Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I\ pos} = 50\frac{1}{s^2}$. Con aporte de $i_q^{min} = 0,24A$

quedó en $i_q^{min} = 0,48A$. Se esperaba que hiciera desaparecer los pulsos observados en la gráfica anterior. Pero en su lugar, aumentaron las oscilaciones alrededor de los puntos de inestabilidad. El perfil de posicionamiento se muestra en la figura 4.25.

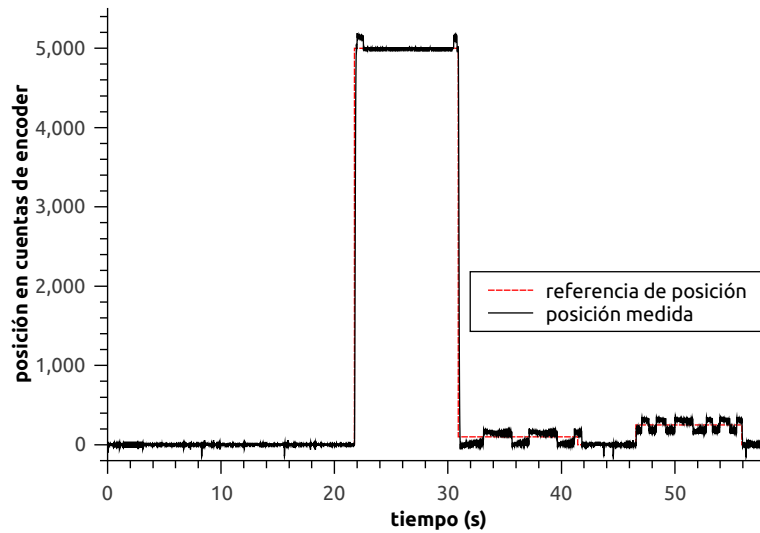


Figura 4.25: Uso de integrador en posicionamiento. $K_{I\ pos} = 50\frac{1}{s^2}$. Con aporte de $i_q^{min} = 0,48A$

A esta altura del trabajo se contaba con evidencia de que existían ciertas posiciones problemáticas para ubicar al rotor. Esto se observó ya en la sección 4.3.1. Los gráficos ahí presentados para las rampas muestran que el seguimiento estuvo acompañado por pequeños escalones. La acción de los PIs no alcanza para el control del motor cuando se exige una precisión ajustada. Esto se cumple aún usando el aporte de la corriente míni-

ma de arranque. Se concluyó entonces que para lograr manejar el rotor era necesario idear otra técnica. Esto llevó a la estrategia de usar un “vector de apoyo”.

4.3.4. Compensación usando vector de apoyo

La herramienta desarrollada para controlar la posición consistió en usar un vector de apoyo. Para esto se aprovechó la transformada de Clarke-Park. En el capítulo 2 se describió el significado de esta transformación y cómo opera sobre los vectores de tensión.

La implementación consistió en que el micro alimentara al sistema con un vector de tensión cuyas componentes estaban fijas en la dirección indicada por la referencia de posición. Esto ocurría solo cuando el rotor ya se encontraba dentro de 1° eléctrico de la posición pasada como referencia. Este vector fijo generaba una fuerza de atracción que alteraba las condiciones de estabilidad para la zona en donde había sido aplicado. La propuesta fue que el mismo se contrapondría con la repulsión de los polos salientes. Entonces este vector podría vencer los efectos de la saliencia en los lugares donde esta demostró ser crítica.

Para las pruebas se usó como referencia una rampa de $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. Esta fue la misma rampa ensayada en los casos anteriores para poder comparar resultados. En esta oportunidad sólo se usaron controladores proporcionales para los lazos de posición y velocidad. Las ganancias correspondientes fueron $K_{P_{pos}} = 30 \frac{\text{rad}}{\text{s} \cdot \text{rad}}$ y $K_{P_{\omega_R}} = 30 \frac{\text{mV} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$. Estos fueron los valores ajustados en las pruebas realizadas en la sección 4.3.1. Se agregó en el algoritmo una corriente de arranque $i_q^{\text{min}} = 0,24\text{A}$. El modulo del vector de tensión implementado en esta prueba fue de 400mV .

El primer caso ensayado usando este vector es el que se muestra en la figura 4.26. El error medio de estado estacionario en la rampa fue de 16 cuentas. Este es un error 75 % menor al que se encontró para los mismos controladores y la misma rampa. Ver tabla 4.1, fila correspondiente al archivo *log_2016_08_31_4*. Mirando más cerca en la gráfica 4.27 se evidencia que el vector implementado fue efectivo para reducir la magnitud de los saltos para las posiciones inestables.

Lo próximo que se probó fue usar el suplemento ideado en 4.7 para la acción de control V_q . La curva resultante se muestra en la figura 4.28. En este ensayo el error medio en la rampa continuó siendo de 16 cuentas. En la tabla 4.1, fila correspondiente al archivo *log_2016_08_31_6*, se obtuvo para los mismos controladores y sin vector de apoyo un error medio de 112 cuentas.

El uso del vector de apoyo requiere más potencia que los algoritmos previos. La corriente máxima observada durante estos ensayos en la fuente del inverter fue de 300mA . Las prácticas de las técnicas anteriores raramente superaban los 200mA .

El control con este vector agregado en d fue el que menos error y oscilaciones logró.

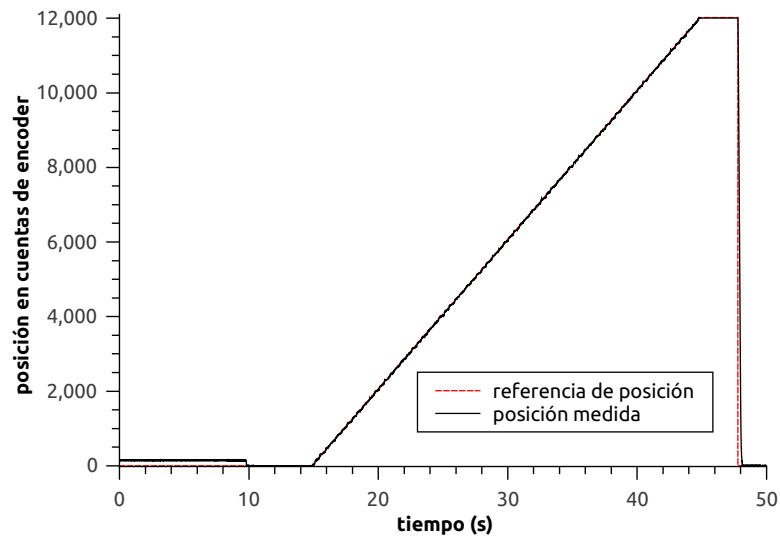


Figura 4.26: Control de posición con vector de apoyo, con módulo de $400mV$, y corriente $i_q^{min} = 0,24A$.

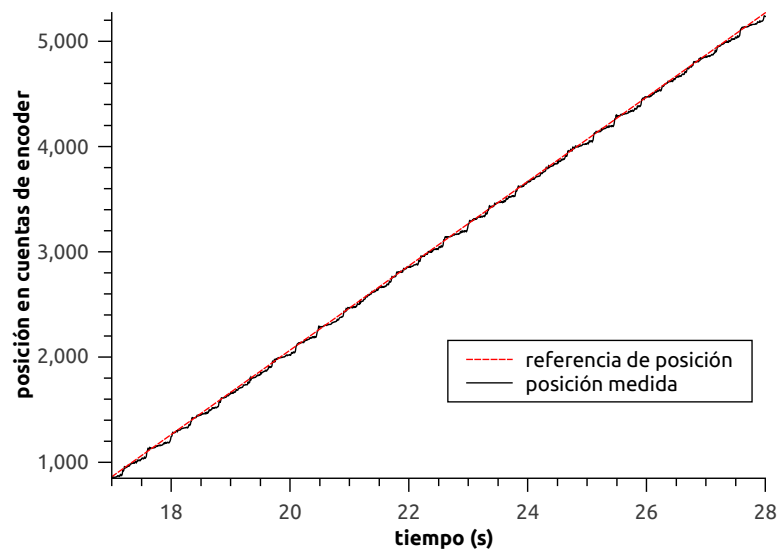


Figura 4.27: Detalle para la rampa de la figura 4.26.

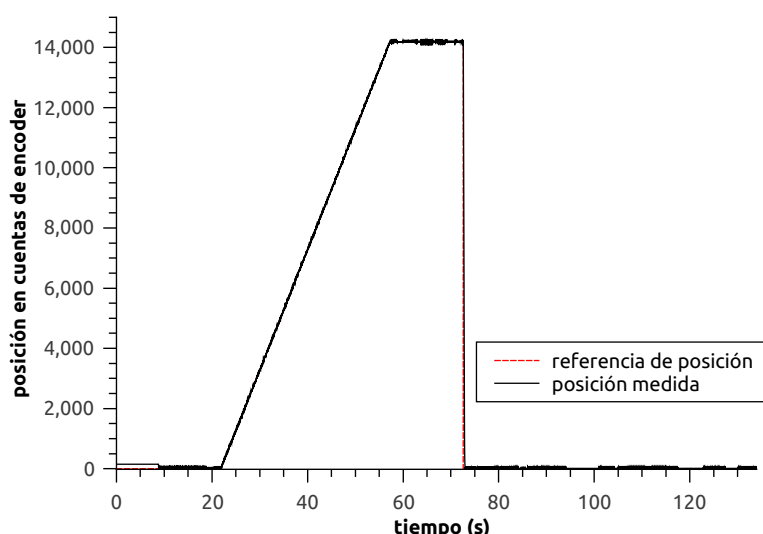


Figura 4.28: Control de posición con vector de apoyo, módulo de $400mV$, $i_q^{min} = 0,24A$ y aporte a V_q .

Eso fue porque ayudó a volver estables las zonas en que la saliencia inestabiliza al sistema. Esto se vio en las gráficas anteriores y en los bajos errores estacionarios. Por eso ahora no fallan los controladores sencillos como los P donde antes lo hacían. Los resultados se resumen en la tabla 4.2.

| Archivos | Compensación | Amplitud de oscilaciones en escalones (cuentas) | Amplitud $pk - pk$ V_q (mV) | Error en el seguimiento (cuentas) | | |
|------------------|---|---|-------------------------------|-----------------------------------|----------|---------|
| | | | | medio | mínimo | máximo |
| log_2016_09_05_6 | vector eje D $\backslash i_q^{min}$ | 90 | 400.4312 | 15.8920 | -35.6476 | 63.5176 |
| log_2016_09_06_1 | vector eje D $\backslash V_q \backslash i_q^{min}$ | 100 | 375.3293 | 15.9587 | -27.0748 | 60.6940 |

Tabla 4.2: Tabla con resultados para el seguimiento a rampa de pendiente $400 \frac{\text{cuentas}}{s}$.

Aumento en el módulo del vector de apoyo

Se aumentó el módulo del vector de apoyo a $800mV$. En esta oportunidad se ensayaron dos rampas, una positiva y otra negativa. La figura 4.29 muestra la curva de posición. El módulo de las pendientes fue de $150 \frac{\text{cuentas}}{s}$. Esto conformó rampas más lentas a la usada anteriormente. El algoritmo de control estuvo constituido solo por las mismas ganancias proporcionales. Se usó la corriente de arranque $i_q^{min} = 0,24A$. El error medio fue de 11 cuentas para el seguimiento de la rampa positiva, y de 1 cuenta para la de pendiente negativa.

Aumentar el módulo del vector en d hizo que la técnica implementada sea más efec-

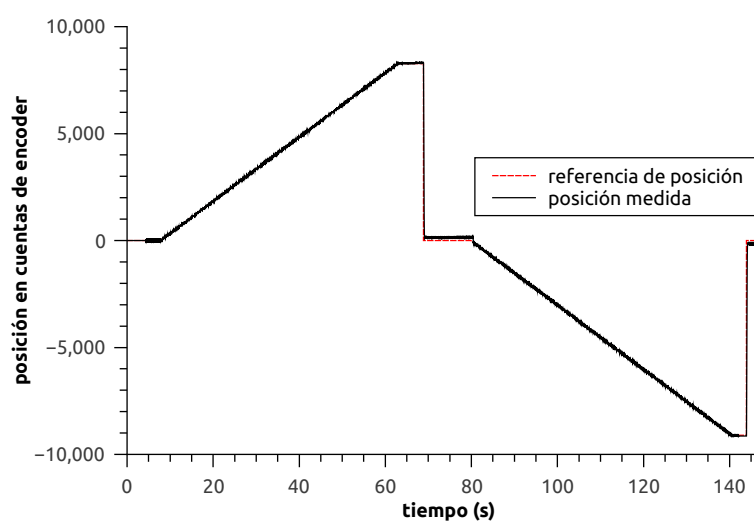


Figura 4.29: Control de posición con vector de apoyo, módulo de $800mV$, $i_q^{min} = 0,24A$.

tiva. Las figuras 4.30 y 4.31 muestran los detalles de las últimas rampas. Las posiciones inestables quedaron reguladas y las oscilaciones de la respuesta tienen una amplitud de 60 cuentas. La corriente máxima leída en la fuente del inverter durante todo el ensayo fue de $800mA$.

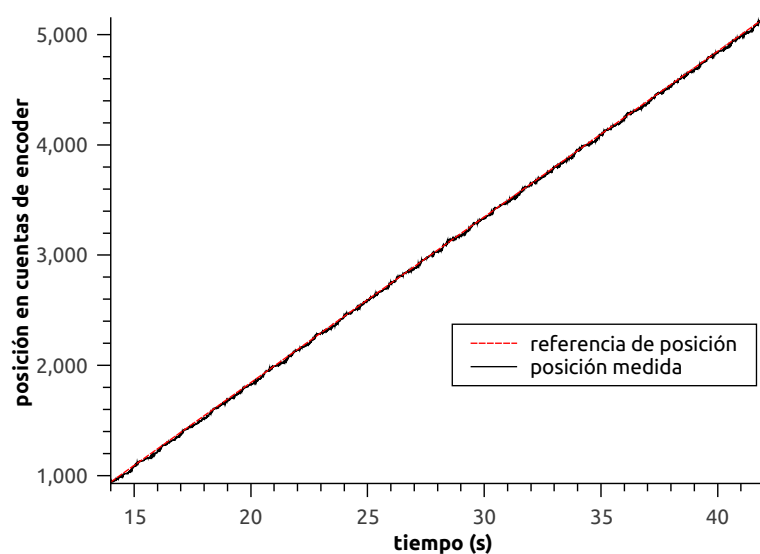


Figura 4.30: Detalle de la rampa positiva en la figura 4.29.

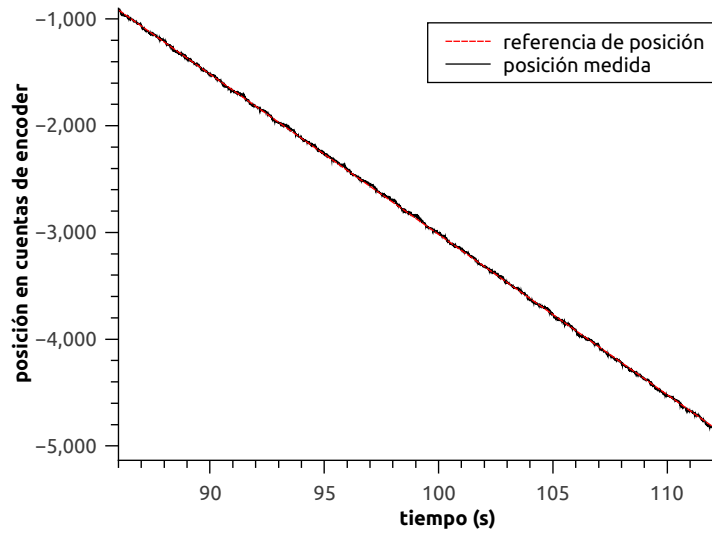


Figura 4.31: Detalle de la rampa negativa en la figura 4.29.

4.3.5. Comparación de técnicas

Se compararon las últimas metodologías implementadas ante el seguimiento de una misma referencia. Para esto se construye una señal de posición con el programa MatLab y se guardan los datos en un archivo de texto. Luego este es cargado en el código para cada esquema de control. La pendiente de los trapecios grandes es de $400 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. El trapecio pequeño tiene una pendiente de $13 \frac{\text{cuentas}}{\text{s}}$. El salto de los escalones es de 11000cuentas .

El gráfico 4.32 muestra el primer caso. Se usaron controladores proporcionales con $K_{P_{pos}} = 30 \frac{\text{rad}}{\text{s} \cdot \text{rad}}$ y $K_{P_{\omega_R}} = 30 \frac{\text{mV} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$. Se descartó el uso de integradores. Se implementó en el algoritmo una $i_q^{min} = 0,24A$. Se sacó el vector de apoyo para esta prueba. El error de estado estacionario fue de 50 cuentas en los trapecios más grandes de la figura 4.32. El trapecio pequeño tuvo un error de 150 cuentas en el seguimiento. La corriente máxima leída en la fuente del inverter fue de $200mA$.

Para el segundo caso de esta serie, se implementó el vector de apoyo. El módulo que se usó para este fue de $400mV$. Se mantuvieron los controladores y la corriente de arranque mínima del caso anterior. Los resultados se muestran en la figura 4.33. El error medio en seguimiento de los trapecios grandes fue de 10 cuentas. El lazo siguió al trapecio pequeño con un error medio de 5 cuentas. Para este ensayo la corriente máxima que entregó la fuente del inverter fue de $300mA$.

Por último, se quiso ver el efecto de usar un integrador para el error de posición aplicado al caso anterior. La ganancia del mismo fue $K_{I_{pos}} = 3 \frac{1}{\text{s}}$. La figura 4.34 presenta los resultados de esta prueba. El error medio para el seguimiento fue de 0 cuentas.

Usar el vector de apoyo con un PI en la posición resultó efectivo para atenuar los efectos de inestabilidad. Esto se logró manteniendo bajo el módulo del vector im-

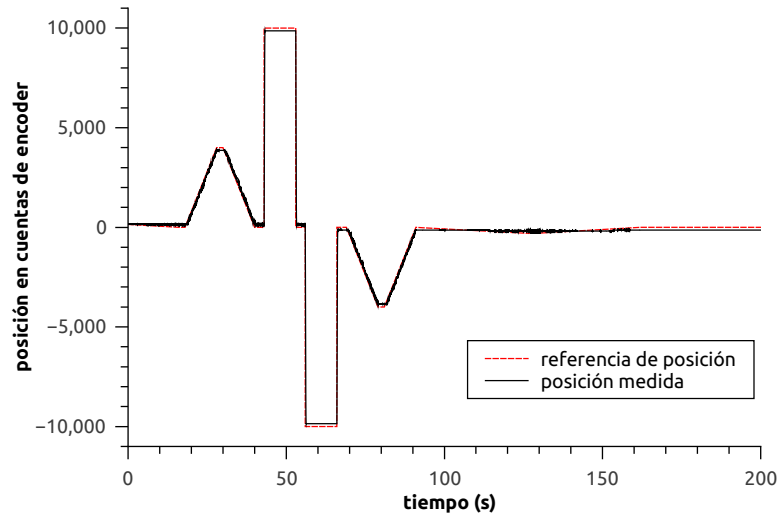


Figura 4.32: Control proporcional de posición. Sin vector de apoyo. Con $i_q^{min} = 0, 24A$.

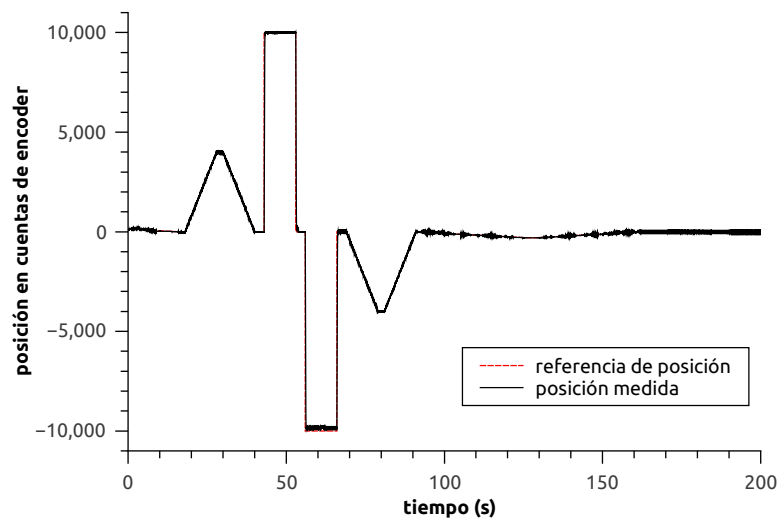


Figura 4.33: Control proporcional de posición. Con vector de apoyo, módulo de $400mV$ e $i_q^{min} = 0, 24A$.

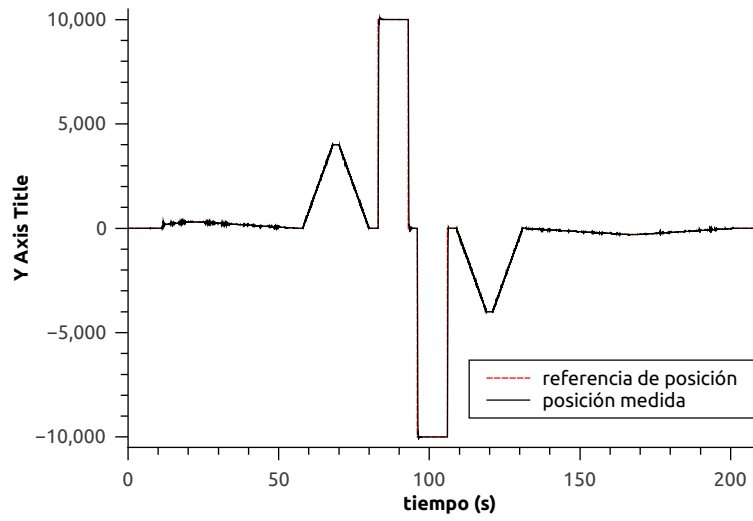


Figura 4.34: Control de posición con vector de apoyo, módulo de $400mV$, $i_q^{min} = 0,24A$ y $K_{I_{pos}} = 3\frac{1}{s}$.

plementado. La corriente máxima suministrada por la fuente fue de $300mA$, que fue también lo observado para casos anteriores en los que se obtuvo menor precisión.

Capítulo 5

Conclusión

La primera parte del trabajo consistió en el desarrollo de un marco teórico sobre el cuál realizar la práctica posterior. La teoría es más extensa que la presentada. Sin embargo se dieron todos los conceptos necesarios para entender cómo funciona la técnica. Esta etapa culminó con los resultados obtenidos en simulación.

El principal objetivo del proyecto fue integrar los conocimientos adquiridos y emplearlos para controlar un motor síncrono. Esta constituyó la segunda parte de este trabajo. La teoría estudiada es aplicable a motores de bobinado sinusoidal. Sin embargo el aparato con el que se contó para las pruebas fue de bobinados distribuidos. La investigación consultada [2] demostró que las ecuaciones elegidas eran válidas para el motor síncrono usado en esta práctica.

Desde los primeros intentos por caracterizar el motor ya se había visto la existencia de un torque de perturbación. Inicialmente se creyó que era efecto de la fricción. Aunque pruebas posteriores demostraron que este se debía a los efectos de la interacción entre imanes y polos del estator. La evidencia más clara de esto quedó expuesta en el seguimiento de las rampas en donde se observó que el rotor iba de a saltos en la posición. Si la rampa era más lenta, de menor pendiente, el fenómeno era más notorio. Por eso fallaba el controlador y el PI oscilaba en forma excesiva. Se investigó la perturbación y en base a esto se propusieron dos acciones para intentar atenuarla. De estas, solo el método de corriente de cuadratura mínima (i_q^{min}) mostró ser útil. Aún así, no fue suficiente para ayudar al controlador a pasar por los puntos de inestabilidad.

Se ensayaron distintas configuraciones de lazos PI. Las presentadas en este trabajo fueron las más exitosas. Pero quedó claro que este tipo de controladores, junto con las características de la implementación, no tenían la capacidad para extinguir las zonas de inestabilidad observadas. Por eso se ideó la estrategia de usar un vector de tensión auxiliar, orientado en dirección de la referencia, para mejorar el posicionamiento. Lo que hizo este vector fue aplicar una fuerza magnética en la posición requerida por el lazo de control. Esto surge de lo estudiado para Control Vectorial. El control con este vector

de apoyo, y el aporte de i_q^{min} , fue el que logró menos error estacionario y oscilaciones. Eso fue porque convertía en estables las zonas que en un principio no lo eran lo que ayudaba a la compensación convencional a guiar el rotor. También se observó que aumentar el módulo de este vector adicional baja el error de estado estacionario del lazo, con la consecuencia de aumentar el consumo de la fuente.

El aporte mas importante de este trabajo fue el uso de estrategias combinadas para controlar este tipo de motor. Su implementación para posicionamiento es una característica original de este trabajo. Las causas principales por las que inicialmente costó obtener una buena calidad de respuesta usando solo controladores PI, tanto en velocidad como posición, fueron la baja inercia del sistema motor-encoder sumado al bajo coeficiente de rozamiento.

En un trabajo futuro podrá usarse el motor en alguna aplicación concreta. Esto mejorará la respuesta del sistema, ya que la presencia de una carga hará que el sistema trabaje con una inercia equivalente mayor. También se puede probar el uso de un disco de bronce para modificar la inercia del sistema. Si se quiere aumentar el efecto de la fricción se puede implementar un freno. Otra prueba que se puede hacer es la de embeber el algoritmo de control directamente en el micro. Esto ahorraría los retardos asociados a la transmisión de datos entre microcontrolador y computadora. La consecuencia inmediata de esto será reducir el tiempo de muestreo del compensador. Será interesante ver si con un menor tiempo de muestreo la compensación convencional actuando sola tiene la capacidad de superar las posiciones críticas.

Capítulo 6

Apéndice

La información procesada durante el proyecto es mucha para ser incorporada a este trabajo. Por ese motivo se decidió implementar un apéndice electrónico. Se adjuntan 4 enlaces. Cada uno lleva a una carpeta que contiene la información correspondiente. Los libros consultados están disponibles en la biblioteca Leo Falicov del Centro Atómico de Bariloche.

Archivos para el microprocesador dsPIC33:

<https://drive.google.com/drive/folders/0B2F0zFsNeJONUmxPWkNuaE1CRFk?usp=sharing>

Archivos de C (controladores de alto nivel):

<https://drive.google.com/drive/folders/0B2F0zFsNeJONc3JtTGlnMExQOTg?usp=sharing>

Archivos de MatLab (identificación de parámetros y manejo de datos):

<https://drive.google.com/drive/folders/0B2F0zFsNeJONWXE5WDhaN3U3cG8?usp=sharing>

Archivos de datos:

<https://drive.google.com/drive/folders/0B2F0zFsNeJONQVhqcTcxOFhiZGM?usp=sharing>

Bibliografía

- [1] P.C. Krause, O. W., Sudhoff, S. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. 2, 5, 7, 9, 10, 12, 16
- [2] Meier, F. Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications., Stockholm 2008. 4, 91
- [3] Juha Pyrhonen, V. H., Tapani Jokinen. Design of Rotating Electrical Machines. Wiley, 2008. 5, 9, 12, 26
- [4] Borutzky, W. Bond Graph Modelling of Engineering Systems: Theory, Applications and Software Support. Springer, 2011. 16
- [5] M., P. Induction motor modelling for vector control purposes, Espoo 2000. 5, 26
- [6] Holtz, J. Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion. *Proceedings of the IEEE*, **82**, 1994. 24, 26
- [7] Joohn-Sheok Kim, S.-K. S. A Novel Voltage Modulation Technique of the Space Vector PWM. *T. IEE Japan*, **116-D**, 1996. 26
- [8] Balazovic, P. Sensorless PMSM Control for an H-axis Washing Machine Drive. *Aplication Note DRM110*, **Freescale Czech Systems Laboratories**, 2010. 26, 31
- [9] Mevey, J. R. Sensorless field oriented control of brushless permanent magnet synchronous motors, 2009. 26
- [10] Zambada, J., Deb, D. Sensorless Field Oriented Control of a PMSM. *Aplication Note 1078*, **Microchip Technology Inc.**, 2010. 26, 63
- [11] Brown, W. Sensorless 3-Phase Brushless Motor Control with the PIC16FXXX. *Aplication Note 1305*, **Microchip Technology Inc.**, 2009. 26, 63
- [12] Ametek. Motors / motion control, 2016. URL <https://www.ametek.com/products/businessunits/precisionmotioncontrol>. 27

- [13] Inc., M. T. 16-bit Digital Signal Controllers (up to 128 KB Flash and 16K SRAM) with Advanced Analog, 2012. [40](#), [42](#), [46](#), [47](#)
- [14] Inc., M. T. PICkit™ 3 Programmer/Debugger User's Guide, 2009. [40](#)
- [15] Inc., M. T. Section 31. Introduction (Part III), 2007. [46](#)
- [16] Inc., M. T. Section 39. Oscillator (Part III), 2010. [40](#), [47](#)
- [17] Inc., M. T. dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual (High-performance Digital Signal Controllers), 2008. [41](#)
- [18] International Rectifier. HV Floating MOS-Gate Driver ICs. [44](#)
- [19] Alibaba. Isc3806-003g-1500bz3-5-24f shaft rotary encoder, 2016. URL https://yings.en.alibaba.com/product/488767129-803701126/ISC3806_003G_1500BZ3_5_24F_Shaft_Encoder_rotary_encoder.html. [45](#)
- [20] Microchip Technology Inc. Microchip pic24f peripheral library, 2016. URL <http://pat.cybersites.ca/docs/PIC24F/idx.html>. [49](#)
- [21] Cheles, M. Sensorless Field Oriented Control (FOC) of an AC Induction Motor (ACIM). *Aplication Note 1162*, **Microchip Technology Inc.**, 2008. [63](#)
- [22] Brown, W. Brushless DC Motor Control Made Easy. *Aplication Note 857B*, **Microchip Technology Inc.**, 2011. [63](#)